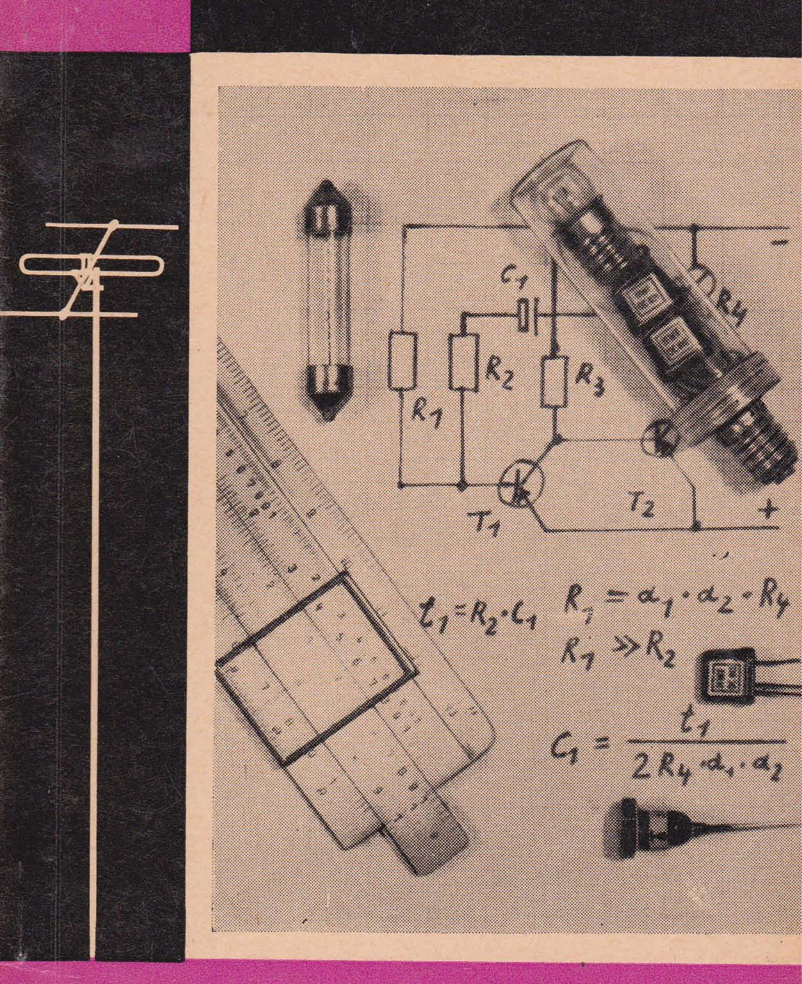
28

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



H. Jakubaschk

Elektronikschaltungen für Amateure

Der praktische Funkamateur · Band 28

Elektronikschaltungen für Amateure

HAGEN JAKUBASCHK

Elektronikschaltungen für Amateure



VERLAG SPORT UND TECHNIK · 1962

Redaktionsschluß: 30. April 1962

VORWORT

Die Elektronik, eines der jüngsten Zweiggebiete der allgemeinen Elektrotechnik und der Nachrichtentechnik, gewinnt mit fortschreitender Weiterentwicklung auch für den Funkamateur und Bastler mehr und mehr an Bedeutung. Es gibt heute kaum noch ein Zweiggebiet der Nachrichtentechnik, auf dem nicht mit elektronischen Einrichtungen oder nach Prinzipien der Elektronik gearbeitet wird. In dieser Broschüre sollen daher eine Reihe von elektronischen Grundschaltungen und Geräten für die verschiedensten Anwendungsgebiete beschrieben werden, die dem Amateur die Anwendung moderner elektronischer Techniken auch auf seinem Gebiet ermöglichen.

Zu bemerken ist, daß die Domäne der modernen Elektronik auf industriellem Gebiet (Steuer- und Regeltechnik) liegt. Zwischen dieser industriellen Elektronik und den für den Amateur interessanten elektronischen Anwendungen bestehen relativ wenig Berührungspunkte. Daher kann und will dieses Büchlein keinesfalls einen Überblick über den Stand der „professionellen" Elektronik geben. Die hier vermittelten Grundschaltungen und Anwendungen bilden jedoch die praktische Grundlage, auf der es erst möglich wird, in das Gebiet der industriellen Elektronik einzudringen (ein Gebiet, das einen der Grundpfeiler für die volkswirtschaftlich so wichtige Steigerung der Arbeitsproduktivität in der gesamten Industrie bildet). Insofern ist die Beschäftigung mit den Grundlagen der Elektronik gerade für den ernsthaften Amateur mehr als nur ein Hobby.

Alle beschriebenen Schaltungen sind für den Amateur unmittelbar praktisch verwendbar, wurden vom Verfasser gründlich erprobt und zum Teil für die speziellen Gegebenheiten des Amateurs entwickelt. Entsprechend der modernen Technik stehen dabei die Halbleiterbau-

elemente (Transistoren, Dioden usw.) im Vordergrund. Röhren werden nur noch dort verwendet, wo ihr Einsatz gerechtfertigt ist, d. h., wo Halbleiter keine Verbesserungen ergeben würden. Alle verwendeten Bauteile sind im Fabrikationsprogramm der DDR enthalten und handelsüblich.
Zugunsten der Vielseitigkeit dieses Büchleins und um aus den wichtigsten Anwendungsgebieten der Elektronik Beispiele zeigen zu können, wurden alle Beschreibungen knapp gehalten und auf eingehende Funktionsschilderungen nach Möglichkeit verzichtet. Für den Anfänger sei auf die einführende Rundfunk-Fachliteratur, insbesondere auf die bisher in dieser Reihe erschienenen Broschüren verwiesen. Die einzelnen Schaltungen sind jedoch so gehalten, daß der Nachbau auch ohne besondere theoretische Kenntnisse erfolgreich möglich ist. Die einzelnen Schaltungsgruppen wurden dabei so dargestellt, daß sie vor allem vielseitige Anregungen geben und das Prinzip, mit dem die gestellte Aufgabe jeweils lösbar ist, klar erkennbar wird. Damit bietet sich die Möglichkeit, die einzelnen Schaltungen sehr weitgehend untereinander zu kombinieren und zusammenzufügen, so daß das gegebene Schaltungsmaterial auch in Fällen anzuwenden ist, die in diesem Büchlein aus Platzmangel nicht gesondert dargestellt werden konnten.
Im Hinblick auf die amateurmäßigen Möglichkeiten und die Materiallage wurde bewußt auf die Verwendung und Behandlung einiger Bauelemente verzichtet, die zwar in der industriellen Elektronik eine große Rolle spielen, für den Amateur aber entweder nicht greifbar oder unrentabel sind. Das gilt insbesondere für Thyratrons — alle amateurmäßigen Anwendungen erlauben billigere Lösungen mit vorhandenen Röhren oder Halbleitern an Stelle von Thyratrons — sowie für Strahlungsindikatoren (Kernstrahlungszähler) und einige andere spezielle Bauelemente. Auch auf Heißleiter wird nicht näher eingegangen, da ihre prinzipielle Anwendung inzwischen aus der Rundfunk- und Transistortechnik bekannt ist. Soweit ihre Anwendung bei

den behandelten Schaltungen Vorteile bietet, wird im Text darauf hingewiesen.

Insgesamt wurde versucht, sowohl dem Anfänger als auch dem fortgeschrittenen Amateur zahlreiche Anregungen, dabei gleichzeitig zuverlässige Dimensionierungs-Unterlagen zu geben, so daß er ohne große Vorversuche für möglichst viele der praktisch vorkommenden Aufgaben die jeweils geeignete Schaltungslösung finden kann.

Brandenburg, im April 1962 Hagen Jakubaschk

A GRUNDSCHALTUNGEN ELEKTRONISCHER BAUELEMENTE

1. Glimmröhren

1.1 Ausnutzung der konstanten Brennspannung einer Glimmstrecke

Glimmröhren sind mit einem Edelgas, meist Neon, gefüllte Gasentladungsstrecken. Bekanntlich weisen sie eine Zündspannung auf, unter der kein Strom fließt. Je nach Gasfüllung, Druck und konstruktivem Aufbau ist die Zündspannung verschieden und liegt meist zwischen 70 ... 200 V. Bei Erreichen der Zündspannung setzt die Gasentladung ein, wobei die Spannung an der Glimmstrecke auf den Wert der Brennspannung (meist 10 ... 100 V unter dem Wert der Zündspannung) zurückgeht. Sie ist unabhängig von dem über die Glimmstrecke fließenden Strom konstant. Diese Eigenschaft wird bei der bekannten Glimmstrecken-Stabilisation ausgenutzt. Da die gezündete Glimmstrecke einen negativen Widerstand (fallende Charakteristik) aufweist, würde der Strom nach der Zündung unbegrenzt ansteigen und die Glimmröhre zerstören. Glimmröhren dürfen daher nie ohne Vorwiderstand betrieben werden. Das Prinzip der Spannungs-Stabilisation mit Glimmlampen kennen wir aus der Rundfunktechnik.

Bild 1a zeigt die Prinzipschaltung. Rv ist der Schutz-Vorwiderstand, R_L der Lastwiderstand (Verbraucher). Die Betriebsspannung muß hier höher sein als die Zündspannung der Glimmröhre zuzüglich des Span-

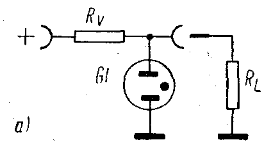


Bild 1a. Prinzip der Glimmstrecken-Spannungsstabilisierung

nungsabfalles an R_v. Solange diese Grundbedingungen eingehalten werden, ist die Spannung an der Glimmröhre Gl und damit an R_L konstant gleich dem Wert der Brennspannung von Gl, unabhängig von Schwankungen der Speisespannung oder der Stromaufnahme von R_L. Einzelheiten zu diesem „klassischen" Verfahren der Spannungsstabilisierung, das bereits zum Gebiet der Elektronik gehört, sind in der Funkliteratur zahlreich zu finden.

1.11 „Umgedrehte" Glimmstrecken-Stabilisatorschaltung

Weniger bekannt ist die Ausnutzung dieses Effektes zur relativen Vergrößerung von Spannungsschwankungen. Bild 1b zeigt das Prinzip. Es sei angenommen, daß ein

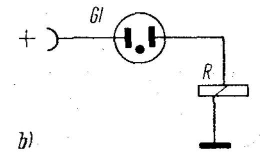


Bild 1b. „Umgedrehte" Glimmstreckenstabilisierung. Siehe Text

Relais eine Spannung von z. B. 200 V kontrolliert und bei einer Spannungsänderung von $\pm$ 10 V bereits abfallen bzw. anziehen soll. Übliche Relais haben Differenzen zwischen Zug und Abfall des Ankers von wenigstens 30 ... 50 Prozent der Anzugspannung. Legte man das Relais jetzt direkt oder (je nach Wicklung) über einen Vorwiderstand an die 200 V, so würde es erst bei etwa 140 V abfallen und bei 200 ... 210 V wieder ziehen. Innerhalb dieser Spannungsgrenzen erfolgt keine sichere Umschaltung. Diese prinzipiell bedingte Schaltdifferenz eines Relais kann eingeengt werden, wenn das Relais nur für etwa 10 V Betriebsspannung ausgelegt und über einen „Vorwiderstand" an die 200 V angelegt wird, wobei den Vorwiderstand eine Glimmstrecke bildet, die im Beispiel für 210 V Zündspannung bei etwa 190 V Brennspannung ausgelegt sein müßte. Nach Zünden der Glimmstrecke steht an

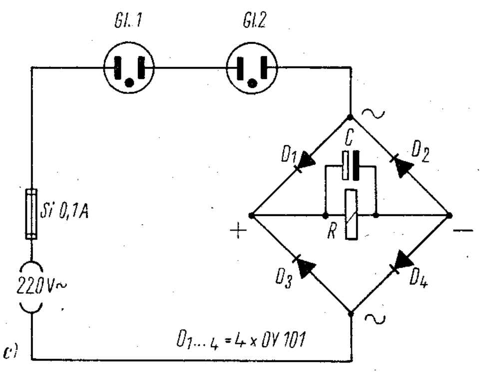


Bild 1c. Sollwertkontrolle einer Netzspannung. Erklärung siehe Text

dieser ein konstanter Spannungsabfall von etwa 190 V, der Rest an der Relaiswicklung. Das Relais zieht an. Spannungsschwankungen erscheinen jetzt in voller Höhe am Relais, da die Spannung an Gl konstant bleibt. Pendelt die Spannung von 200 V jetzt um 10 V, so ändert sich auch die Relaisspannung um den gleichen Betrag und damit um 100 Prozent der Relais-Sollspannung, so daß das Relais sicher abfällt bzw. anzieht. — In praktischen Fällen sind Relaiswicklung (die als Schutzvorwiderstand für die Glimmstrecke fungiert; Maximalstrom der Glimmstrecke beachten!) und Brennspannung bzw. Zündspannung der Glimmstrecke entsprechend aufeinander abzustimmen, wobei auch mehrere Glimmstrecken in Serie liegen können. Für Relais bis 0,5 mA Anzugstrom sind die kleinen Prüfstift-Glimmröhren für 110 V gut geeignet. Auswahl nach Versuch, da die Spannungswerte von Röhre zu Röhre etwas tolerieren. Anwendung z. B. als Schutzrelais zur Abschaltung von Netzteilen, wenn durch Störungen die Anodenspannung „hochläuft", als Sollwertkontrolle für Regeltrafos oder Netzspannungsüberwachung u. ä. — Für den letztgenannten Fall zeigt Bild 1c die komplette Schaltung (Wechselstrombetrieb). Gl 1, Gl 2 sind kleine Prüfstift-Glimmröhren, die je nach Relais (max.

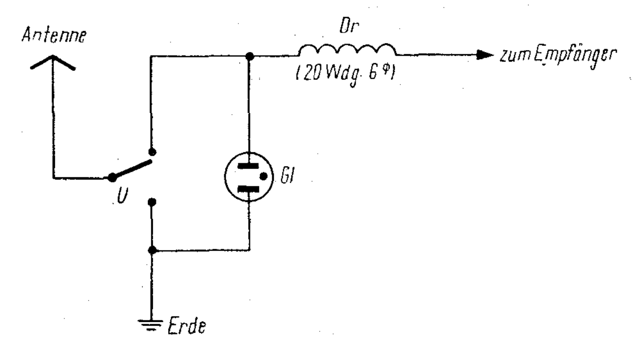


Bild 2. Überspannungsschutz an Hochantennen mittels Glimmstrecke

0,5 mA!) und Spannungstoleranzen durch Versuch ausgewählt werden. Relaisspannung an R etwa 10 ... 30 V. Um Relaisflattern zu vermeiden, erfolgt Gleichrichtung mit vier Germanium-Flächendioden OY 101, die in diesem Falle ausreichen, da an ihnen nur die Relaisspannung auftritt. Der Beruhigungs-Elko C (10 ... 50 µF) kann — je nach Relais — oft entfallen. Die Feinsicherung Si schützt vor Kurzschluß der Netzspannung bei Diodenschaden. Bei geeigneter Auswahl von Gl 1, Gl 2 ist für R eine Anzugspannung bei 225 V und Abfallspannung bei 215 V erreichbar. R kann entweder eine Warnlampe oder eine Nachsteuereinrichtung (Verstellmotor am Regeltrafo als Beispiel) betätigen.

1.2 Glimmstrecken als Überspannungsschutz

Die Eigenschaft einer Glimmröhre, erst oberhalb einer bestimmten Zündspannung zu leiten, kann als Überspannungsschutz benutzt werden. Bild 2 zeigt dies am Beispiel eines Überspannungsschutzes für Hochantennen. Er hat den Zweck, die häufigen Schäden an Antennenkondensatoren und Spulen — verursacht durch Induktionsspannungen in der Antenne bei Blitzschlägen in Antennennähe — zu verhüten. Die Glimmlampe

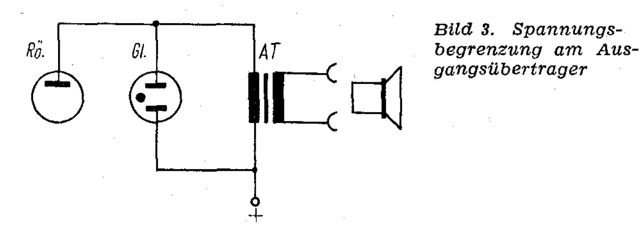


Bild 3. Spannungsbegrenzung am Ausgangsübertrager

liegt hierbei ohne Vorwiderstand zwischen Antenne und Erdleitung. Eine kleine Drossel (20 Wdg. Schaltdraht über Bleistift gewickelt, freitragend montiert) erschwert der impulsartig auftretenden Blitz-Induktionsspannung den Weg zum Empfänger, ohne den Empfang zu beeinträchtigen. Bei Induktionsspannungen über etwa 70 ... 80 V zündet Gl und schließt wegen ihrer fallenden Charakteristik die Antenne gegen Erde kurz. Bei stärkeren Induktionen kann die Glimmlampe dabei unter Umständen unbrauchbar werden. Sie wird dann einfach ausgewechselt. Gut geeignet sind hier die 110-V-Prüfstift-Glimmlampen, deren Preis unter 1,— DM liegt. Im einfachsten Fall wird Gl mit zwei federnden Drahtringen direkt am Antennenumschalter U befestigt.

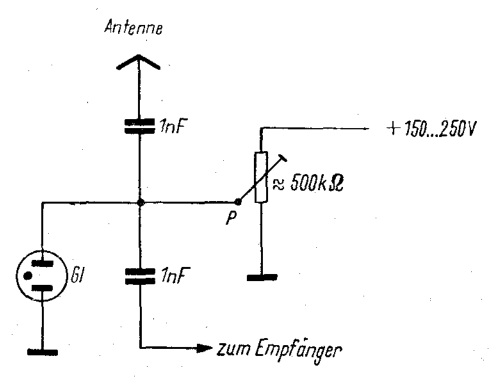


Bild 4. Überlastungsschutz des Stationsempfänger-Eingangs mit Glimmstrecke

1.3 Glimmstrecken als Spannungsbegrenzer

Auf dem gleichen Prinzip (wie unter 1.2) basieren die folgenden Anwendungsbeispiele. Nach Bild 3 kann eine Glimmröhre — wobei wieder die genannte Prüfstift-Glimmröhre für 110 V brauchbar ist — parallel zur Primärwicklung eines Ausgangsübertragers im NF-Verstärker geschaltet werden. Falls sekundärseitig der Lautsprecher abgeschaltet wird (z. B. ungewollt durch Leitungsunterbrechung bei Zweitlautsprechern usw.), steigt bekanntlich die Primärinduktivität des Ausgangstrafos AT. Das führt zum Auftreten von NF-Spannungsspitzen, die mehrere 100 V betragen und Trafo und Endröhre beschädigen können. Diese Spannungsspitzen fängt Gl ab und macht sie unschädlich, so daß der Trafo jetzt unbedenklich sekundär unbelastet laufen kann. Die normale NF-Spannung an Gl liegt im Betrieb weit unter der Zündspannung, sofern es sich um übliche Endstufen mit wenigen Watt Leistung handelt. Da Gl dann nicht zündet, macht sich diese Maßnahme im Betrieb nicht bemerkbar. Eine solche Ausgangsspannungsbegrenzung ist zwar mit VDR-Widerständen eleganter und sicherer zu lösen sowie von Fall zu Fall besser zu dimensionieren (siehe Abschnitt 2.1), jedoch sind für durchschnittliche Fälle (Rundfunkgeräte u. ä.) Glimmlampen billiger und ausreichend.

Bild 4 zeigt eine für den Sende-Amateur interessante Anwendung als Überlastungsschutz für den Eingang des Stationsempfängers. Um zu vermeiden, daß die HF-Leistung des eigenen Senders die Antennenspulen des Empfängers beschädigt, wird Gl nach Bild 4 angeschaltet. Über den Einstellregler P (durch ausprobierte Festwiderstände ersetzbar!) bekommt Gl von der Anodenspannung des Empfängers eine Vorspannung, die etwa 10 ... 15 V unter der Zündspannung von Gl liegt (P so einstellen, daß Gl gerade wieder verlöscht!). Die 1-nF-Kondensatoren dienen als Trennkondensatoren für die Vorspannung. Gl zündet dann bereits bei

HF-Spannungen um etwa 20 V ~ und schließt daher bei laufendem Sender den Empfängereingang kurz, falls die Antennenspannung am Empfänger zu hohe Werte annimmt. Mit diesem Prinzip einer Gleichstrom-Vorspannung lassen sich auch in anderen Fällen Wechselspannungen von wenigen 10 Volt an begrenzen.

1.4 Einfacher NF-Aussteuerungsanzeiger an NF-Endstufen

In der Schaltung nach Bild 5 dient die Glimmlampe — auch hier wieder eine einfache 110-V-Kontrollglimmlampe üblicher Art — als Aussteuerungsanzeiger. Wie schon unter 1.3 beschrieben, erhält sie über P eine Vorspannung, die so eingestellt wird, daß Gl gerade verlöscht. Die von der Anode der Endröhre abgegriffene NF-Spannung, die wenigstens 10 ... 15 V erreichen muß

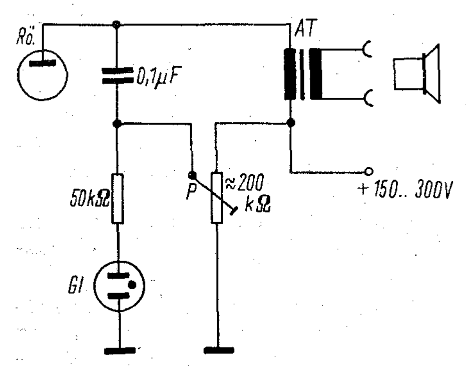


Bild 5. Einfache NF-Aussteuerungsanzeige mit Glimmlampe

(übliche Rundfunkgerät-Endstufen!), gelangt über den 0,1-µF-Trennkondensator und den 50-kΩ-Vorwiderstand, der hier einen ungewollten Begrenzer-Effekt verhindert, zur Glimmlampe und addiert sich dort zur Vorspannung. Sobald die NF-Spannung der Differenz zwischen Zünd- und Löschspannung der Glimmlampe (meist 10 ... 20 V) entspricht, leuchtet Gl auf und zeigt

die erreichte Maximalaussteuerung an. Durch Einstellung von P kann diese Ansprechgrenze gemäß dem Zweck der Anordnung nach höheren NF-Spannungswerten verlegt werden. Verwendung z. B. als Aufsprechkontrolle für ältere Tonbandgeräte ohne eigenen Aufsprechverstärker usw., auch als Funktionskontrolle bei Kommando-Sprechanlagen, Übertragungsanlagen u. ä.

1.5 Blinkschaltung mit Glimmlampe

Glimmlampen werden oft als Kontrollampen benutzt. Sofern die kontrollierte Spannung eine Gleichspannung ist (gelingt evtl. durch Vorschalten eines kleinen Selengleichrichters), erreicht man mit der Schaltung nach Bild 6, daß die Glimmlampe rhythmisch blinkt und so als Warnlampe o. ä. verwendet werden kann.

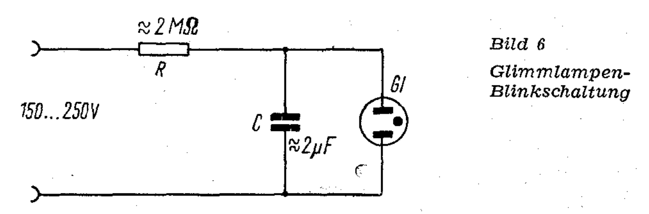


Bild 6
Glimmlampen-Blinkschaltung

Über R wird der Kondensator C aufgeladen. Sobald die Spannung an ihm die Zündspannung für Gl erreicht hat, zündet Gl, und der Kondensator wird über Gl — die nach der Zündung einen geringen Widerstand aufweist — sofort entladen. Damit bricht die Spannung an C auf den Wert der Löschspannung zusammen, und Gl verlöscht wieder. Sobald über R die Nachladung des Kondensators bis zur Zündspannung erfolgt ist, blinkt Gl erneut auf. Die Blinkfolgezeit ist abhängig vom Wert des Produktes R · C, die Helligkeit des Blinklichtes von der Größe von C. Beide sind auch von den Daten des jeweiligen Exemplares der Glimmlampe abhängig. Die ungefähre Größenordnung für R und C gibt Bild 6 an. Die Glimmlampe darf keinen eingebauten Vorwiderstand haben. Bei Kontroll-

lampen mit Schraubsockel ist oft ein solcher im Sockel enthalten. Diese Lampen sind — sofern vorsichtiges Absockeln und Kurzschließen des Vorwiderstandes mißlingt — nicht verwendbar. Lampen ohne Vorwiderstand tragen meist den Zusatz „o. W." neben der Spannungsangabe. Geringe Spannungen für Gl (110 V) bei höherer Betriebsspannung (220 V) sind für Schaltung nach Bild 6 günstig. Durch Erweiterung der Schaltung können den Lampen auch zwei Anzeigefunktionen übertragen werden. Wird C einpolig abgeschaltet, so brennt Gl schwächer, aber mit Dauerlicht. Beispielsweise kann das Dauerlicht (C abgeschaltet) das Vorhandensein der Betriebsspannung anzeigen (Gerät betriebsbereit), während bei Betätigung eines zu kontrollierenden Schalters durch einen auf diesem Schalter sitzenden Zusatzkontakt C angeschaltet wird, worauf die Lampe blinkt.

1.6 Glimm-Kippschaltung als NF-Prüftongenerator

Für Prüfzwecke an NF-Geräten ist oft ein konstanter NF-Ton erforderlich, der in einfacher Weise (Bild 7) erzeugt werden kann. Das Prinzip ähnelt dem in Bild 6 gezeigten. Über R 3 wird C 1 aufgeladen, bis die Zündspannung für Gl erreicht ist, danach über Gl der Kondensator C 1 bis zur Löschspannung von Gl impulsartig entladen. Der Entladestromstoß erzeugt an R 4 einen Spannungsabfall. Nun beginnt der Vorgang von neuem. In der angegebenen Bemessung von R 3 und C 1 (geeignet für 110-V-Prüfstift-Glimmröhre) erfolgt dieser

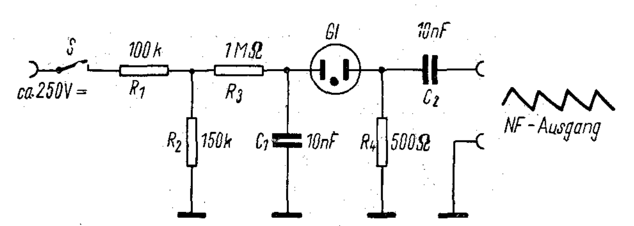


Bild 7. NF-Prüftongenerator mit Glimmlampe. Siehe Text

Vorgang etwa 500- bis 1000mal je Sekunde, so daß an R 4 Spannungsspitzen mit einer Frequenz von 500 ... 1000 Hz auftreten. Sie können über C 2 (zur Abriegelung des Gleichspannungsanteiles) als Sägezahnschwingung abgenommen werden. Die Ausgangsspannung beträgt je nach Größe von R 4 bis zu einigen Volt. Der in Bild 7 für R 4 genannte Wert ergibt etwa 500 mV (passend für übliche NF-Verstärkereingänge und Kopfhörer) bei vorteilhaft niedrigem Quellwiderstand. Mit R 3 und C 1 kann man die Tonhöhe ändern, wobei es möglich ist, R 3 auch als Potentiometer (500 kΩ regelbar mit festem Vorwiderstand von 500 kΩ) auszubilden. An Stelle des Schalters S kann eine Morsetaste treten, womit das Gerät als Morse-Übungssummer gut verwendbar ist. Der Spannungsteiler R 1/R 2 hat den Zweck, die Betriebsspannung herabzusetzen und etwaige Isolationsfehler (Kriechstrombildungen) am Schalter S zu kompensieren. Bei fehlendem R 2 könnte sonst auch bei offenem S eine allmähliche Nachladung von C 1 eintreten, der sich dann von Zeit zu Zeit über Gl entladen würde: Das ergäbe in bestimmten Abständen Knackgeräusche. Die Betriebsgleichspannung (200 ... 250 V) kann entweder aus dem vorhandenen NF-Verstärker oder über Selengleichrichter mit Ladeelko direkt aus dem Netz gewonnen werden.

1.7 Drehfeldprüfer 220/380 V ~ für den Starkstromtechniker

Eine interessante Kombination aus Glimmlampen und R-C-Phasenschieber-Netzwerken zeigt Bild 8. Beim Anschluß von Drehstrommotoren und Starkstromanlagenteilen ist es wichtig, die Verkettung der Netzphasen R, S, T untereinander zu kennen und zu wissen, in welchem Richtungssinn das Drehfeld zwischen ihnen umläuft. In der Schaltung nach Bild 8 leuchtet beim Anschluß der drei Phasen stets die Glimmlampe auf, bei der das Drehfeld in der angeschriebenen Richtung umläuft. Beim Fehlen einer Phase leuchten beide Glimmlampen auf, wenn die Wechselspannung (wie

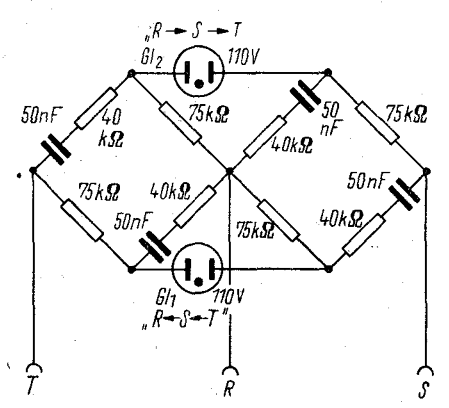


Bild 8. 220/380-V-Drehfeldprüfer für Drehstromnetze

üblich) über 150 V ~ liegt. Die Wirkungsweise beruht auf der gegenläufigen Phasenverschiebung zwischen den einzelnen Brückenzweigen, wobei jeweils an einer Glimmlampe die Spannungen subtrahiert, an der anderen addiert werden. Die theoretische Erläuterung dieser Schaltung geht über den Rahmen dieses Büchleins hinaus.

2. Spannungsabhängige Halbleiterwiderstände (Varistoren)

Spannungsabhängige Widerstände, auch Varistoren oder VDR[1])-Widerstände genannt, sind gesinterte, stromrichtungsunabhängige Halbleiter, deren Widerstand von der angelegten Spannung abhängig ist und mit steigender Spannung sinkt. Dabei ist der Zusammenhang zwischen Spannung und Widerstand nicht linear, es darf also keinesfalls mit dem Ohmschen Gesetz gerechnet werden. Da der Effekt stromrichtungsunabhängig und praktisch fast trägheitslos ist, sind die

[1]) Voltage-Dependent-Resistor = spannungsabhängiger Widerstand.

VDR-Widerstände auch für Wechselspannungen verwendbar. In der DDR werden sie in reichhaltiger Typenauswahl vom VEB Keramische Werke Hermsdorf hergestellt. In Amateurkreisen sind diese vielseitigen Bauelemente leider noch zu wenig bekannt. Ihre theoretische Behandlung geht über den Rahmen dieses Büchleins hinaus, weshalb im folgenden nur einige praktische Hinweise gegeben werden sollen. Im wesentlichen verhält sich ein VDR-Widerstand so, daß sein anfänglich hoher Widerstand mit steigender Spannung zunächst einigermaßen konstant bleibt, bei Erreichen einer bestimmten „Knickspannung" aber schnell geringer wird. Die U/I-Kennlinie eines solchen Widerstandes steigt also zunächst ziemlich steil an, um dann in eine Krümmung überzugehen, die eine gewisse äußere Ähnlichkeit mit dem oberen „Knie" einer Röhrenkennlinie hat. Danach verläuft die Kennlinie in flachem Bogen weiter. In diesem Gebiet darf der VDR im allgemeinen nicht betrieben werden, da man ihn sonst überlastet. Der Hersteller liefert hierfür ausführliche Kennlinien und — innerhalb der Typenblätter — Datenangaben, nach denen die Bestimmung des für den jeweiligen Anwendungsfall richtigen VDR-Typs auch für den Praktiker relativ einfach wird. Der Amateur kommt im übrigen mit wenigen Standardtypen aus. — Die vom VEB Keramische Werke Hermsdorf unter der Bezeichnung „Herwid-S" gelieferten Varistoren haben die Form von Scheiben verschiedener Durchmesser und Stärke mit zentrisch aufgelöteten Anschlüssen. Die Typenkennzeichnung erfolgt mittels Farbpunkten. Näheres dazu ist den Datenblättern zu entnehmen. — Die nachfolgenden Beispiele zeigen nur einige der zahlreichen Anwendungsmöglichkeiten.

2.1 Begrenzerschaltungen mit Varistor

Bild 9 zeigt die Prinzipschaltung eines Varistors (VDR-Widerstandes) als Begrenzer bzw. Spannungsstabilisator. Die Verhältnisse ähneln den in Bild 1a gezeigten. Sobald die am VDR liegende Spannung über den Wert

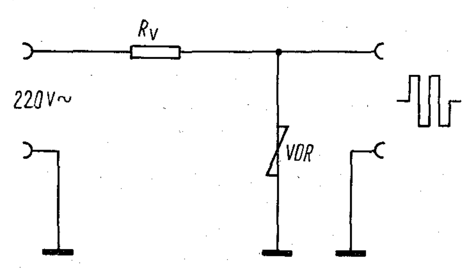


Bild 9. Spannungsbegrenzung mit spannungsabhängigem VDR-Widerstand

der Knickspannung steigt, sinkt der Widerstand des VDR in dem Maße ab, wie der durchfließende Strom steigt. Bei geeigneter Bemessung des VDR und des Vorwiderstandes Rv bleibt die Spannung am VDR nahezu konstant. Als Spannungsstabilisator hat der VDR jedoch vorwiegend industrielle Bedeutung (industrielle Fernsehgeräte z. B.!), da die erreichbare Spannungskonstanz nicht so groß ist wie mit Glimmstrecken. Für den Amateur gewinnt diese Anwendung daher nur in Sonderfällen Bedeutung. Wesentlich vielseitiger gestaltet sich jedoch die Verwendung der gleichen Schaltung als Spannungsbegrenzer. Nach Bild 9 kann z. B. eine 220-V-Netzwechselspannung in einfachster Weise auf etwa 60 V begrenzt und gleichzeitig die Sinuskurve in eine für viele Versuchszwecke bereits ausreichende Rechteckspannung umgeformt werden, und zwar durch Abschneiden der Kurvenoberteile, so daß nur die relativ steilen Teile der Sinuskurve in Nähe der Nulldurchgänge erhalten bleiben. Für Versuchszwecke ist dabei

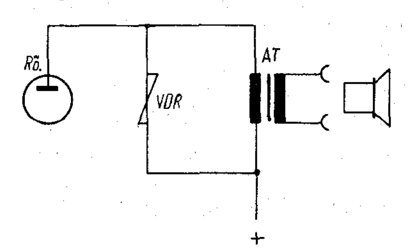


Bild 10. Spannungsbegrenzung mit Varistor am Ausgangsübertrager

der recht universelle Typ „Herwid-S 0,19/200-44“ brauchbar, Rv liegt dann je nach beabsichtigtem Effekt bei 10 . . . 100 kΩ.
Bild 10 zeigt einen VDR-Widerstand als Ausgangsspannungs-Begrenzer analog Bild 3. Vorteile gegenüber der Glimmstrecke: Durch geeignete Typenauswahl erreicht man für jede Ausgangsspannung, daß die Begrenzung bereits knapp oberhalb der Vollaussteuerung einsetzt und sehr wirkungsvoll arbeitet. Es ist auch möglich, bei entsprechend geringerer Knickspannung des VDR eine Dynamikkompression im oberen Drittel des Aussteuerbereiches zu bekommen (praktisch bis knapp 20 dB Kompressionsgrad erreichbar!), wobei allerdings der Klirrfaktor stark ansteigt. Für Kommando-Übertragungsanlagen u. ä., wo nur Wortverständlichkeit bei stark schwankender Besprechungslautstärke gefordert wird, ist dieses Verfahren jedoch das zweckmäßigste und einfachste. Bei Unterbrechung der Primärwicklung von AT übernimmt der VDR bei entsprechender Auslegung der Endstufe den gesamten Anodenstrom. Die Schaltung muß dann allerdings so dimensioniert sein, daß die Endröhre bei Anodenspannungen, die etwa 50 V unter der Schirmgitterspannung liegen, noch nicht beschädigt wird, was bei kleinen Endstufen bis zu wenigen Watt Ausgangsleistung erreichbar ist (evtl. Schirmgitterspannung einige 10 V unter Anodenspannung vorsehen). Man kann dann den Ausgangsübertrager ins Lautsprechergehäuse verlegen und über fliegende Leitung anschließen, wodurch die Ausgangsleitung hochohmig und die Leitungslänge unkritisch wird (Stereo-Anlagen!). Für übliche Endstufen (Rundfunkgeräte, EL 84 u. ä. Endröhren) kommen als Ausgangsspannungsbegrenzung die Typen „Herwid-S 0,22/100-44, 0,22/150-44 oder 0,19/200-44“ in Betracht. Als grobe Faustformel zur überschlägigen Abschätzung der Knickspannung (bei der etwa die Begrenzung einsetzt) kann hier und in den folgenden Beispielen mit etwa einem Drittel der hinter dem Schrägstrich stehenden Zahl (in Volt) gerechnet werden, beim 0,19/**200**-44 also mit etwa 70. Eine genaue Dimensionierung ist nur ent-

weder rechnerisch oder nach den vom Hersteller gelieferten Kennlinien und Typenblättern möglich. Wer genau vorgehen will, bestimmt hiernach die für den jeweiligen Fall erforderlichen Daten des VDR und sucht an Hand der Typenliste den diesen Daten am nächsten kommenden Typ heraus.

2.2 Spannungsstabilisierung am Transverter

Transistor-Spannungswandler sind in der neueren Literatur zahlreich beschrieben und haben sich im Amateurwesen bereits einen festen Platz erobert. Ihre Wirkungsweise wird hier als bekannt vorausgesetzt. Bekannt ist auch, daß man einige dieser Transverterschaltungen — insbesondere die als sogenannte Sperrwandler arbeitenden Transverter — nicht ohne ausgangsseitige Belastung betreiben darf, weil sonst die Ausgangsspannung hochläuft und mit Sicherheit der Transistor beschädigt wird. Da ein Belastungsausfall in der Praxis leicht vorkommen kann, ist eine zusätzliche Schutzmaßnahme erforderlich. Sie besteht sehr einfach aus einem dem Ausgang des Transverters parallelgeschalteten VDR-Widerstand, dessen Knickspannung etwas über der normalen Transverter-Ausgangsspannung liegt. Bei Belastungsausfall übernimmt der VDR den Transverter-Ausgangsstrom und bildet eine Ersatzlast, so daß ein mit VDR gesicherter Transverter in jedem Falle auch unbelastet laufen kann. Auswahl des VDR im Hinblick auf Knickspannung und Belastbarkeit je nach Ausgangsdaten des Transverters. Für die im Amateurbetrieb üblichen 60-V-Kleintransverter: Herwid-S 0,22/150-44.

2.3 Bereichseinengung an Meßgeräten

Bei Meßgeräten, mit denen nur ein Sollwert kontrolliert wird (z. B. Netzspannungs-Voltmetern), stört oftmals der dann nutzlose Skalenanfang, der die Ablesegenauigkeit in dem einzig interessierenden mittleren oder hinteren Skalenbereich verringert. Mit VDR-Widerständen kann der jeweils interessierende Meß-

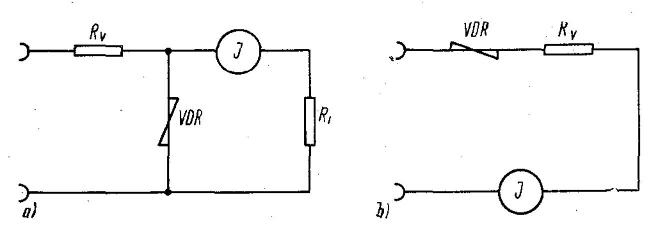


Bild 11. Meßbereichs-Einengung. Siehe Erklärung im Text

bereichs-Ausschnitt über mindestens zwei Drittel der gesamten Skalenlänge gedehnt werden. Außerdem ist es möglich, mit VDR-Widerständen Voltmeter weitgehend überlastungsfest zu machen. Dies zeigt Bild 11a. Der übliche Vorwiderstand Rv für das Meßwerk I wird in zwei Teilwiderstände aufgeteilt (Rv, Ri), wobei der zweite Teilwiderstand Ri, falls er hoch genug ist, bereits durch den Innenwiderstand des Meßwerkes gebildet werden kann. Der dem Meßwerk mit Ri parallelliegende VDR hat eine Knickspannung von etwa dem doppelten Wert der für Vollausschlag an I +Ri erforderlichen Spannung. Das Meßwerk kann dann höchstens 100 Prozent Überspannung bekommen, falls die Eingangsspannung zu hoch wird. Durch entsprechende Bemessung von Rv, Ri und VDR ist auch eine Zusammendrängung des Skalenendes erreichbar.
Für den entgegengesetzten Fall — Skalendehnung — gilt die Schaltung nach Bild 11b. Rv wird hierbei so weit verringert, daß man im interessierenden Meßbereich, der über dem Wert der Knickspannung des VDR liegen muß, den richtigen Skalenverlauf erreicht. Der Spannungsbereich von Null bis zum Knickspannungswert erscheint dann auf der Skala stark zusammengedrängt, darüberliegende Spannungswerte erscheinen auf der Skala nahezu linear. Durch Kombination der Schaltung nach Bild 11a und 11b sowie durch Verwendung zweier Varistoren können Anfang und Ende unterdrückt und ein interessierender Skalenausschnitt weit gedehnt werden. In jedem Fall ist jedoch wegen der nicht linearen VDR-Charakteristik eine Neueichung

der Skala erforderlich. Die Bemessung von Rv, Ri und Type des VDR richtet sich nach vorhandenem Instrument und Meßaufgabe.

2.4 Funkenlöschung an Schaltkontakten

Ein wichtiger Anwendungsbereich der VDR-Widerstände ist die Schaltfunkenlöschung. Schaltfunken treten insbesondere beim Abschalten von Induktivitäten auf (Selbstinduktionsspannung durch das zusammenbrechende Magnetfeld), wobei die praktische Ausführung der Induktivität (Trafo, Relaiswicklung usw.) und des Schaltkontaktes prinzipiell nebensächlich ist. Die Abschaltspannungsspitzen können mehrere 1000 V erreichen (bereits in Schwachstromanlagen!) und die Anlagenteile ernsthaft gefährden. Üblicherweise werden sie durch den Schalter oder (seltener) der Induktivität parallelliegende Kondensatorenanordnungen oder RC-Glieder gelöscht, was jedoch nicht immer restlos gelingt. Oftmals macht sich die Kapazität des Funkenlöschkondensators störend bemerkbar, oder die für ihn geforderte Spannungsfestigkeit bereitet Sorge.

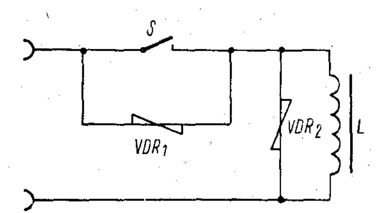


Bild 12
Funkenlöschung mit Varistoren, Prinzip. Siehe Text

Bild 12 zeigt die Anordnung eines VDR-Widerstandes als Funkenlöschung. Der VDR kann dabei entweder parallel zum Schalter (VDR 1) oder zur Induktivität (VDR 2) liegen, beide Möglichkeiten sind im Bild gezeigt. Bei vorwiegend unter Strom stehenden Induktivitäten wird man VDR 1 den Vorzug geben, bei vorwiegend stromlosem bzw. kurzzeitig angeschaltetem L dem VDR 2. In beiden Fällen liegt die Knickspannung des VDR über der Betriebsspannung der Induktivität (für die bei Wechselspannung die Spitzenspannung ein-

zusetzen ist!). Die Abschaltspitzenspannung erreicht dann nur den Wert der Knickspannung des VDR und wird von diesem abgefangen. Die freiwerdende Leistung setzt sich im VDR in Wärme um, d. h., sie gelangt nicht, wie bei Kondensatorlöschungen oft unangenehm spürbar (Entladefunken beim Kontaktschließen), an den Stromkreis zurück. Resonanzschwingungen zwischen L und der Funkenlöschung sind ebenfalls nicht zu befürchten. Kontakt S kann dabei ein handbetätigter, ein Relaiskontakt oder ein periodisch arbeitender Zerhackerkontakt bzw. auch ein kontaktlos arbeitendes elektronisches Bauelement (Sperrdiode, Röhrensystem usw.) sein. Es gelingt damit auch noch die Abschaltung großer Induktivitäten von Starkstromnetzen mit üblichen Kontakten, die sonst schon besondere Abschaltvorkehrungen erfordern. Für die Funkenlöschung in 220-V-Netzstromkreisen geeignete Herwid-S-Typen: 0,15/1000-44, 0,15/1500-44 oder für kleinere Belastungen (einmalige bzw. nicht ständig wiederholte Abschaltungen): 0,19/1000-13, 0,19/1500-13.

3. Schwachstrom-Funkenlöschung mit Dämpfungsdiode

In der Schwachstromtechnik und insbesondere der Transistortechnik sind die beschriebenen Funkenlöschmethoden nicht geeignet, weil Varistoren mit Knick-

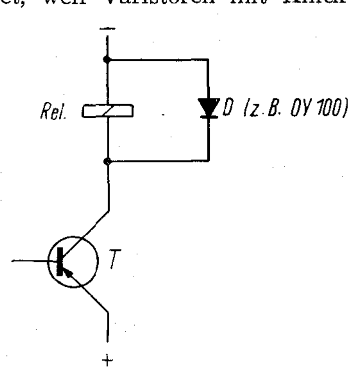


Bild 13
Bedämpfung der Abschaltspannungsspitzen einer Relaiswicklung mit Flächendiode. Für übliche Transistorschaltungen bis 12 V ist die Type OY 100 gut geeignet. Diodenpolung beachten!

spannungen von wenigen Volt nicht existieren. Insbesondere bei der Steuerung von Relais mit Transistoren ist diesem Problem jedoch einige Aufmerksamkeit zu schenken. Denn schon die Selbstinduktionsspannung einer Relaiswicklung, die im Kollektorstromkreis eines Transistors liegt und durch Sperrung des Transistors abgeschaltet wird, kann die maximale Kollektorsperrspannung des Transistors überschreiten und den Transistor zerstören. In diesem Falle oder bei ähnlichen Gelegenheiten legt man dem Relais nach Bild 13 eine normale Germanium-Flächendiode parallel. Sie ist so gepolt, daß sie normalerweise in Sperrichtung betrieben wird, wie das Bild zeigt. Sobald das Relais Rel jetzt durch Sperren der Kollektorstrecke im Transistor abgeschaltet wird, öffnet die Selbstinduktionsspannung die Diode, da sie in Durchlaßrichtung an dieser steht. Sie wird dann kurzgeschlossen und kann den Transistor nicht mehr gefährden. Diese notwendige und aufwandmäßig unbedeutende Maßnahme übersieht man oft. Ausgezeichnet geeignet für alle derartigen in der Amateurpraxis auftretenden Schaltungsfälle und Betriebsspannungen bis 12 V ist die preiswerte Germanium-Flächendiode OY 100 vom Halbleiterwerk Frankfurt/Oder. Natürlich sind auch alle ähnlichen Typen brauchbar.

B ELEKTRONISCHE HILFSMITTEL IN DER AMATEUR-FUNKSTATION

1. Glimmlampen-Durchgangsprüfer für die Jackentasche

Die vielseitige Verwendbarkeit des „klassischen“, einfachsten Werkstatt-Prüfmittels, des Glimmlampen-Durchgangsprüfers, dürfte hinreichend bekannt sein. Leider ist diese nützliche kleine Prüfeinrichtung an das Vorhandensein einer Gleichspannungsquelle von 100 ... 200 V gebunden und daher gewöhnlich auf die Werkstatt beschränkt. Für den Amateur, der viel mit transportablen Geräten unterwegs arbeitet, bietet sich die Möglichkeit, diese Prüfeinrichtung mit einem kleinen Transistor-Spannungswandler (Transverter) zu kombinieren. Das komplette Prüfgerät paßt dann bequem in eine kleine Tablettenschachtel (Volumen etwa wie Streichholzschachtel) und kann überall mitgeführt

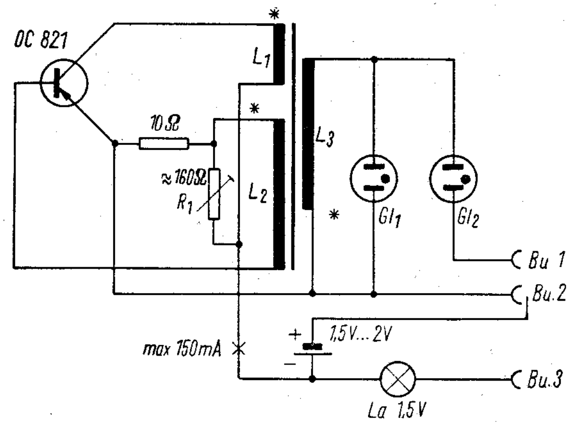


Bild 14. Glimmlampendurchgangsprüfer für Batteriebetrieb mit Transistor-Spannungswandler

werden. Eine 1,5-V-Monozelle oder ein 2-V-Trockenakku (EST Sörnewitz) bildet die Stromquelle.
Bild 14 zeigt die Schaltung. Der Transverter arbeitet als Sperrwandler und ist mit einem Transistor OC 821 bestückt. R 1 und der 10-Ω-Widerstand bilden den Basis-Spannungsteiler. R 1 wird nach Versuch so eingestellt, daß der Transverter im Betrieb maximal 150 mA (möglichst nur 100 mA) aufnimmt, und wird dann durch einen Festwiderstand gleicher Größe ersetzt. Auf richtige Polung der Trafowicklungen ist zu achten; in Bild 14 sind die Wickelanfänge mit Sternchen gekennzeichnet. Die Sekundärwicklung L 3 gibt die für die Glimmlampen Gl 1 und Gl 2 erforderliche Spannung ab. Da ein Sperrwandler niemals unbelastet laufen darf (bei der Ersterprobung beachten!), bildet Gl 1 eine Vorbelastung, die ein Hochlaufen der Ausgangsspannung verhindert. Vorwiderstände für die Glimmlampen sind unangebracht, da die Ausgangsspannung des Transverters sich im Zusammenhang mit der fallenden Charakteristik der Glimmlampen automatisch auf den für den Betrieb günstigsten Wert selbst einstellt. An die Steckbuchsen Bu 1 und Bu 2 werden die Prüfschnüre angeschlossen. Gl 2 muß eine etwas niedrigere Zündspannung haben als Gl 1. Da wegen der unvermeidlichen Fertigungstoleranzen jedoch niemals zwei Glimmlampen genau übereinstimmen, benutzen wir von zwei vorhandenen Lampen jeweils die mit der niedrigeren Zündspannung für Gl 2. Festgestellt wird das durch Parallelschalten beider Lampen. Diejenige, die dabei aufleuchtet, kommt für Gl 2 in Frage. Beim Verbinden von Bu 1 und Bu 2 erlischt dann Gl 1, und Gl 2 leuchtet. Liegt zwischen den Prüfbuchsen ein hochohmiges Prüfobjekt (Widerstand oder Kondensator mit Feinschluß u. ä.), so leuchtet Gl 2 schwächer auf, während Gl 1 unverändert leuchtet. Diese Anordnung zeigt noch Widerstandswerte in der Größenordnung von 10 MΩ deutlich an. Die Anordnung ist auch für Kondensatorenprüfungen brauchbar (Isolationsprüfungen), da sie einer Gleichstrom-Durchgangsprüfung entspricht, obwohl man das aus der Schaltung

zunächst nicht erkennt. Bekanntlich gibt aber der Sperrwandler eine Spannungsspitze an L 3 ab, sobald der Transistor sperrt. Diese Spannungsspitze läuft automatisch bis zum Zündspannungswert der Glimmlampen hoch (Abschaltspitze!) und ergibt die Prüfspannung. Die beim Öffnen des Transistors entstehende gegenphasige Spannungshalbwelle in L 3 erreicht aber nur die durch das Übersetzungsverhältnis des Trafos vorgegebene Höhe von knapp 20 V und bleibt damit unter der Zündspannung der Glimmlampen. Am Ausgang wird also nur eine Halbwelle wirksam, so daß sich eine besondere Gleichrichtung der Sekundärspannung erübrigt.
Vollständigkeitshalber wurde im Mustergerät noch eine einfache Niedervolt-Durchgangsprüflampe La vorgesehen, um bedarfsweise niederohmige Widerstände bzw. Kurzschlüsse von hochohmigen Feinschlüssen unterscheiden zu können. Raum dafür ist auch bei dem genannten Volumen noch genügend. Um den Platz für den Schalter zu sparen, wurde Buchse Bu 2 als Schaltbuchse ausgebildet, d. h., der eingeführte Stecker berührt am Buchsenende einen Gegenkontakt und schaltet damit die Batterie an.
Als Trafo wurde beim Mustergerät ein umgewickelter „Sternchen"-Ausgangstrafo (Typ K 21, Funkwerk Leipzig) benutzt. Dessen Sekundärwicklung liegt zuunterst und kann mit den vorhandenen 60 Wdg. gleich als Primärwicklung L 1 benutzt werden. Darüber ist von Hand neu aufzuwickeln: L 2 mit 45 Wdg. 0,14 CuL, eine Lage Isolierpapier, dann L 3 mit 500 Wdg. 0,12 CuL. Hierfür kann man den Draht der ursprünglichen Primärwicklung wieder benutzen. Der Kern (EI-Kern, etwa 25 mm^2 Fe, entspricht etwa M 20) wird jetzt einseitig mit etwa 0,3 mm Luftspalt geschichtet. Diese Daten können sinngemäß für Kerne ähnlicher Größe übernommen werden.

2. Transistor-Monitor für den Amateursender

Zum Mithören der eigenen Sendung, zur Qualitätsbeurteilung und auch als Abstimmhilfe haben sich im

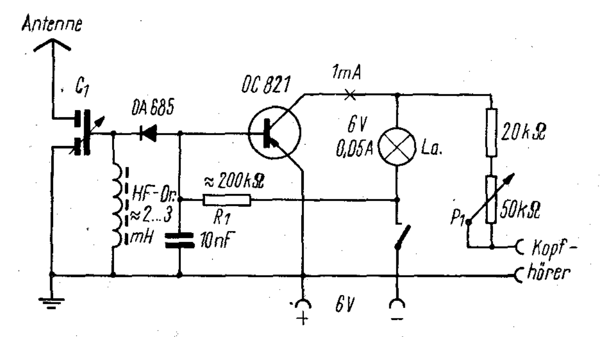


Bild 15. Transistor-Monitor für den Amateursender

Amateurfunk kleine, als „Monitor" bezeichnete Hilfseinrichtungen bewährt, die meist aus einer einfachen Demodulationsvorrichtung und einem Indikator bestehen. Mit dem Gerät nach Bild 15 ist ein Mithören der eigenen Modulation und gleichzeitig ein Abschätzen der vom Sender abgegebenen HF-Leistung möglich, ohne daß ein kostspieliges Meßinstrument benötigt wird. Als Antenne für den Monitor genügt innerhalb des Stationsraumes entweder schon eine kleine Stabantenne in der Nähe des Senders oder — falls man den Monitor mit im Sender unterbringt — eine lose Ankopplung über eine kurze Drahtschleife o. ä. Die geeignetste Form der Ankopplung ergibt der Versuch. Die HF-Spannung wird je nach den örtlichen Gegebenheiten mit dem Differentialdrehko C 1 eingeregelt. Dieser kann, wenn man den Monitor fest einbaut, durch Festkondensatoren ersetzt werden, deren Wert auszuprobieren ist. Falls wir den Monitor in der Senderendstufe unterbringen, können C 1 und die HF-Drossel ganz entfallen. An ihre Stelle tritt dann eine Ankopplungswindung. Die HF wird mit einer Germaniumdiode OA 685 gleichgerichtet; mit Rücksicht auf mögliche höhere HF-Spannungen sind Dioden geringerer Sperrspannung nicht ratsam. Der Transistor OC 821 dient als Gleichstromverstärker. Mit R 1, dessen Wert auszupro-

bieren ist, stellt man seinen Kollektorstrom ohne HF auf etwa 1 mA ein. Bei Tastung des Senders wird der Transistor durch die Richtspannung der Diode so weit aufgesteuert, daß die Lampe La (Fahrrad-Rückstrahlerbirne 6 V 50 mA) bei voller Senderleistung gerade voll leuchtet (C 1 oder Ankopplung entsprechend wählen!). Dann kann der Sender im Betrieb stets auf maximale Lampenhelligkeit abgestimmt werden. Bei Telegrafiebetrieb leuchtet die Lampe im Takt der Tastung auf. Sie dient gleichzeitig als Arbeitswiderstand im Kollektorkreis beim Abhören der Modulation im Fonie-Betrieb, wobei über den Kopfhöreranschluß mitgehört wird (Mithörlautstärke mit P 1 regelbar). In diesem Fall ist die dem Monitor zugeführte HF-Energie mit C 1 so einzustellen, daß an der Lampe La höchstens die halbe Betriebsspannung (2,5 ... 3 V) steht; dadurch vermeidet man Verzerrungen durch falsche Arbeitspunktlage des Transistors, die schlechte Modulation vortäuschen würden. In dieser Betriebsart ist eine etwaige Übermodulation des Senders sofort daran erkennbar, daß die Lampe flackert, während sie bei normaler Modulation (unter 100 Prozent) konstant brennt. — Betriebsspannung für den Monitor kann aus Batterie oder Sendernetzteil abgenommen werden.

3. Stationsumschalter

3.1 Elektronischer Stationsumschalter mit Transistoren

Elektronische Stationsumschalter sind besonders für BK-Verkehr[2]) in größeren Amateurfunkstationen sowie in den Klubstationen der GST von Interesse. Der Empfänger läuft dabei ständig durch, sein Eingang ist ggf. mit einem Überlastungsschutz nach Bild 4 (Abschnitt A, 1.3) versehen. Ein Antennen-Umschaltrelais schaltet die normalerweise am Empfänger liegende Antenne auf den Sender um, sobald dieser getastet wird. Ge-

[2]) Break-in-Verkehr, besondere Art des Wechselverkehrs im Amateurbetrieb, auch als Zwischenhörverkehr bezeichnet.

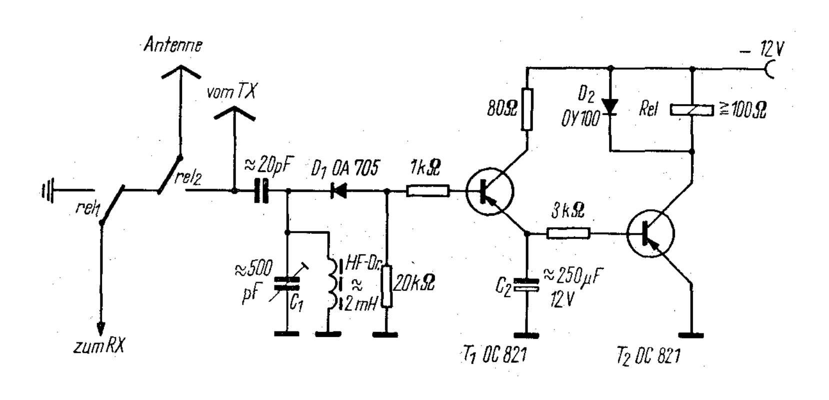


Bild 16. *Transistorgesteuerter elektronischer Stationsumschalter*

schieht diese Umschaltung vollautomatisch, so erübrigt sich ein besonderer Sende-Empfangsschalter in der Station. Hierzu kann eine Einrichtung nach Bild 16 benutzt werden. Das Antennen-Umschaltrelais Rel, das man an geeigneter Stelle in der Antennenleitung montiert, hat die Umschaltkontakte rel 1 und rel 2. Sobald der Sender (TX) getastet wird, gibt er eine HF-Spannung an die zum Kontakt rel 2 führende Leitung ab, die über einen kleinen Ankoppelkondensator von etwa 20 pF an den Stationsumschalter gelangt (je nach örtlichen Verhältnissen ausprobieren). Mit C 1 (Festkondensator geeigneter Größe probieren) wird die zur Diode D 1 gelangende HF-Spannung so bemessen, daß die Richtspannung dieser Diode den Transistor T 1 gerade voll durchsteuert. Über T 1 wird dann der Elko C 2 sofort aufgeladen und über den 3-kΩ-Widerstand auch der Transistor T 2 voll durchgesteuert, wodurch das Antennenrelais Rel sofort anzieht und die Antenne auf den Sender umschaltet. Gleichzeitig schließt rel 1 den Empfängereingang kurz, um eine Übersteuerung des Empfängers (RX) zu verhüten. Ist das trotzdem noch der Fall, was vom Stationsaufbau, insbesondere von der sorgfältigen Abschirmung des Empfängers abhängt, dann kann eventuell ein dritter Kontakt des Relais die Empfängerempfindlichkeit verringern (z. B. durch Aufschalten einer negativen Spannung auf die Schwundregelleitung des RX o. ä.).
Während der Tastung mit üblichen Telegrafiergeschwindigkeiten darf das Antennenrelais nicht abfallen. Wenn in den Zeichenpausen die HF ausbleibt, sperrt zwar T 1, aber die Ladung des Elkos C 2 hält die zur Durchsteuerung von T 2 erforderliche Spannung noch lange genug, bis das nächste Zeichen einsetzt. Erst bei längeren Tastpausen (nach etwa 0,5 s) sperrt T 2 allmählich wieder, so daß das Relais mit etwas Verzögerung abfällt und auf Empfang zurückschaltet. Mit der Größe von C 2 kann also die Abfallverzögerung des Relais beeinflußt werden. Der Zweck der Schutzdiode D 2 wurde bei Bild 13 (Abschnitt A, 3.) bereits erläutert. Die HF-Drossel schließt den Gleichstromkreis für die

Diode D 1, ihr Wert ist unkritisch, dagegen sind die angegebenen Widerstandswerte relativ kritisch.

3.2 Kontaktloser elektronischer Stationsumschalter

Eine rein elektronische Lösung für einen Stationsumschalter, die ohne Antennenrelais auskommt und praktisch trägheitslos arbeitet, zeigt Bild 17. Sie beruht auf der Sperrung einer als Gitterbasisstufe wirkenden, in der Empfängerzuleitung liegenden Röhre, deren Sperrspannung unmittelbar aus der Sender-HF gewonnen wird. Als Röhre ist eine ECC 84, ECC 85 oder (am günstigsten) ECC 88 geeignet. Zwischen beiden Triodensystemen der Röhre muß sich eine Abschirmung befinden (auch außen am Sockel!), die, entsprechend der inneren Röhrenabschirmung bei der ECC 84 am Gitter des Röhrensystems II in Bild 17, bei den anderen Typen an Masse liegt.

Natürlich können auch zwei getrennte Röhren benutzt werden, wobei sich der Aufbau wegen der in diesem

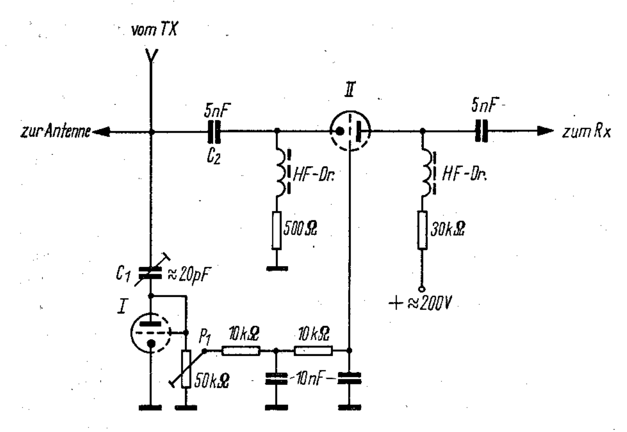


Bild 17. Kontaktloser elektronischer Stationsumschalter. Siehe Text

Falle leichteren HF-Trennung beider Systeme vereinfacht. Für System I kommt dann eine Diode (EAA 91) oder eine ähnliche als Diode arbeitende Röhre in Betracht. Die ganze Einrichtung wird zweckmäßig mit im Empfänger in einer gesonderten Schirmkammer untergebracht. Die zum RX-Antennenanschluß führende Leitung muß natürlich lückenlos geschirmt sein. Im RX-Eingang empfiehlt sich, wie schon in Abschnitt 3.1 genannt, aus Sicherheitsgründen ein Überlastungsschutz mit Glimmlampe nach Bild 4.

Bei getastetem TX wird ein Teil der auf der Antenne stehenden Senderspannung über C 1 (Spannungsfestigkeit und Größe je nach Senderleistung und Antennenanpassung verschieden) der als Gleichrichter arbeitenden Röhrenstrecke I zugeführt. Die dort auftretende Richtspannung reduziert man über P 1 auf den für die Sperrung von Rö II erforderlichen Wert, und führt sie über eine doppelte Siebkette dem Gitter der Röhre II zu. (Einstellung von P 1 erfolgt je nach Senderleistung und der von Röhre II benötigten Sperrspannung; kann später auch durch Festwiderstände ersetzt werden. Bei größeren Senderleistungen Belastbarkeit beachten!) Röhre II sperrt nun sofort und trennt den Empfänger von der Antenne ab. Um die durch das Gitter „hindurchgreifende" HF-Spannung so gering zu halten, daß sie den Empfänger nicht übersteuert, muß der Gitterkondensator am Gitter der Röhre II (10 nF) induktionsarm und unmittelbar am Sockel an Masse gelegt werden. Bei abgeschaltetem Sender ist Rö II offen und arbeitet als normaler Gitterbasisverstärker. Sie macht sich dann empfangsmäßig nicht bemerkbar bzw. kann je nach Auslegung des Empfängereinganges eine leichte Verstärkung bringen. C 2 und die katodenseitige HF-Drossel müssen bei größeren Senderleistungen entsprechend spannungsfest sein. Die HF-Drosseln sind relativ unkritisch und sollen etwa 5 mH haben. Die Anodenspannung für Rö II wird zweckmäßig mit aus dem Empfänger entnommen.

4. Quarz-Thermostat mit Transistor-Temperaturkonstanthalter

Zur Erreichung maximaler Frequenzkonstanz müssen Quarz-Oszillatoren sehr gut temperaturkompensiert sein und die Schwingquarze selbst vor Temperaturschwankungen geschützt werden. Bei hohen Anforderungen an die Frequenzkonstanz ist es auch für den Amateur durchaus lohnend, den Quarz in einen kleinen Thermostaten einzubauen. Bild 18a zeigt eine hierfür geeignete, den amateurmäßigen Gegebenheiten angepaßte Schaltung. Das eigentliche Thermostatengehäuse, für das Bild 18b einen Aufbauvorschlag gibt, enthält neben dem Quarz und dem Heizwiderstand R_H den Temperaturfühler D 1, den Solltemperatur-Regler P 1 und den Diskriminator-Transistor T 1. Als Temperaturfühler wird hier — abweichend von industriellen Lösungen — eine Germanium-Flächendiode OY 100 benutzt, die in Sperrichtung gepolt ist. Bei einer Sperrspannung von etwa 2 V haben diese Dioden die interessante Eigenschaft, daß ihr Sperrstrom praktisch nur von der Diodentemperatur, nicht von der anliegenden Spannung abhängt, wenn diese nicht mehr als 30 bis 40 Prozent vom Sollwert 2 V abweicht. Je nach Exemplar liegt der Sperrstrom von D 1 bei der zugrunde gelegten Solltemperatur im Thermostaten von 35 °C bei etwa 30 ... 60 µA. Der Transistor T 1 wirkt hier als Gleichstromverstärker, die an seinem Kollektor stehende Spannung ist daher direkt von der Diodentemperatur abhängig. Um den Temperaturgang dieses Transistors zu eliminieren, wird er einfach mit im Thermostaten untergebracht. Das Temperaturverhalten des nachfolgenden „Schmitt-Triggers“ mit T 2 und T 3 hat praktisch keinen Einfluß mehr auf die Temperaturkonstanz des Thermostaten. Damit entfallen alle aufwendigen und für den Amateur schwer zu beherrschenden Kompensationsmaßnahmen mit Heißleitern, Brückenschaltungen u. ä., der Aufwand bleibt in tragbaren Grenzen.

Der Schmitt-Trigger mit T 2 und T 3, dessen theore-

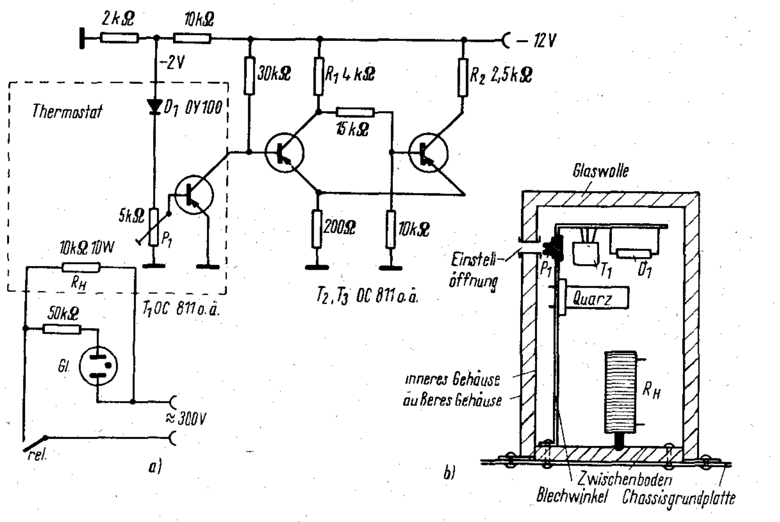


Bild 18a. Schaltung für den Temperatur-Regelautomaten eines Quarz-Thermostaten. An Stelle der Diode D 1 kann man auch einen hochohmigen Heißleiterwiderstand (etwa 10 kΩ) benutzen, wenn P 1 auf etwa 500 Ω verringert wird. Diode hier vorteilhafter

Bild 18b. Aufbauvorschlag für das Gehäuse des Quarz-Thermostaten. Das Prinzip dieses Gerätes kann für alle ähnlichen Fälle (Brutschränke, Kühlschrankregler usw.) benutzt werden

tische Funktionserläuterung in diesem Rahmen nicht möglich ist, bewirkt ein plötzliches Umklappen zwischen den Schaltzuständen „Ein“ und „Aus“ bzw. „T 1 gesperrt, T 2 offen“ und umgekehrt, wobei die Umschaltung bei einer bestimmten an der Basis von T 1 stehenden Spannung erfolgt. Je nach Temperatur im Thermostaten liegt diese Spannung entweder über oder unter dem Umschalt-Schwellwert. Damit wird ein exaktes Ein- und Ausschalten der Thermostatenheizung auch bei zeitlich langsamen Temperaturänderungen gewährleistet. Der Umschalt-Schwellwert — und damit die Thermostaten-Temperatur — ist mit P 1 einstellbar. P 1 wird so eingestellt, daß die Temperatur im Thermostaten bei etwa 35 °C liegt. Um eine möglichst geringe Differenz zwischen Einschalt- und Ausschalt-Schwellwert und damit eine hohe Temperaturkonstanz zu erreichen, sind für die Transistoren, insbesondere für T 1, Exemplare mit entsprechend hohem Stromverstärkungsfaktor zu verwenden, der möglichst über 50 liegen soll. Beim Mustergerät gelang es, die Temperatur in Thermostaten über längere Zeit auf ± 0,2 °C konstant zu halten. Der Heizwiderstand R_H im Thermostaten ist zweckmäßig mit Hochspannung zu betreiben (220 ... 300 V aus Sendernetzteil) und für eine Leistungsabgabe von etwa 10 W zu bemessen. Bei nicht zu großem Thermostatengehäuse (Volumen etwa wie Konservenbüchse) wird er dann im allgemeinen nur kurzzeitig angeschaltet sein. Ein derart reichlich bemessener Heizwiderstand hat aber im Amateurbetrieb den Vorteil, daß man den Thermostaten verhältnismäßig schnell wieder auf Solltemperatur bringen kann, wenn er einmal längere Zeit außer Betrieb war. Der Widerstand wird über einen Relaiskontakt rel angeschaltet, eine Glimmlampe Gl zeigt an, wann der Heizwiderstand unter Strom steht, so daß das Arbeiten des Thermostaten überwacht werden kann. — Das Schaltrelais Rel, das den Kontakt rel betätigt, ist in Bild 18a nicht gezeigt. Es tritt entweder an die Stelle des Widerstandes R 1 oder R 2 im Trigger, seine Wicklung muß den für den jeweiligen Widerstand angegebenen Wert

haben (falls erforderlich, mit Parallel- oder Vorwiderstand auf den richtigen Wert bringen!). Das Relais soll bei etwa 9 V anziehen, es ist mit einer Schutzdiode nach Bild 13 zu überbrücken. Tritt es an Stelle von R 1, so muß sein Kontakt rel ein Arbeitskontakt sein, tritt es an Stelle von R 2, dann ist rel ein Ruhekontakt (bei abgefallenem Relais geschlossen). Wo das Relais eingeschaltet wird, hängt von dem jeweils erhältlichen Relaistyp ab und ist prinzipiell nebensächlich.

Bild 18b zeigt den grundsätzlichen Aufbau des Thermostatengehäuses. Es besteht aus einer doppelwandigen Blechbüchse, deren Zwischenraum mit Glaswolle gefüllt wird. Diese Füllung sollte mindestens 10 bis 15 mm stark sein, metallische Verbindungen zwischen beiden Wandungen sind zu vermeiden. Durch eine Einstellöffnung ist das Potentiometer P 1 zugänglich. P 1, D 1 und T 1 (die beiden letzten Bauteile freitragend eingelötet) werden auf einer abgewinkelten Blechwand befestigt, die auch den Quarz trägt. Darunter ist mit etwas Abstand der Heizwiderstand R_H montiert. Das Ganze steht auf einem gegen das Chassis mit Glaswolle wärmeisolierten Zwischenboden. Jede unnötige wärmeableitende Verbindung zwischen der Thermostatenkammer und der Außenhülle bzw. dem Chassis ist zu vermeiden. Alle Zuleitungen werden durch eine oder zwei kleine Bohrungen von unten in die Kammer geführt.

5. Einfache Panorama-Empfangseinrichtung

Panorama-Empfänger werden vorwiegend in der kommerziellen Funkpraxis benutzt. Mit Hilfe einer Katodenstrahlröhre gestatten sie eine ständige visuelle Überwachung eines bestimmten Empfangs-Frequenzbereiches. Baugruppenmäßig bestehen sie aus einem normalen Empfänger, der außer der Abstimmung noch einen Wobbelgenerator sowie eine Vorrichtung zur automatischen Durchstimmung über den zu kontrollierenden Frequenzbereich (meist elektronisch mit Reaktanzröhre) enthält, und einem Oszillographen, dessen

Schreibstrahl synchron mit der Abstimmung läuft. Der in der jeweiligen Stellung der Abstimmung — und damit des Schreibstrahles — empfangene Sender bewirkt die vertikale Strahlablenkung in einem der Empfangsfeldstärke entsprechenden Maß. Die empfangenen Sender werden dann im Oszillogramm als Zacken sichtbar, deren Abstand voneinander dem Frequenzabstand und deren Höhe der Feldstärke entspricht. Man kann so mit einem Blick die Senderbelegung in dem „gewobbelten" Frequenzbereich, die jeweiligen Feldstärken, eventuelle gegenseitige Störungen (Überlagerung, zu geringen Frequenzabstand, Bandbreiten, Fadingerscheinungen) erkennen.

Der Aufwand für einen „echten" Panorama-Empfänger geht weit über das amateurmäßig tragbare Maß hinaus. Unter Inkaufnahme einiger Vereinfachungen läßt sich jedoch diese interessante Einrichtung auch mit amateurmäßigen Mitteln realisieren, wenn ein Oszillograph (an den keine besonderen Anforderungen gestellt werden) und ein für den gewünschten Wellenbereich geeigneter Überlagerungsempfänger vorhanden sind.

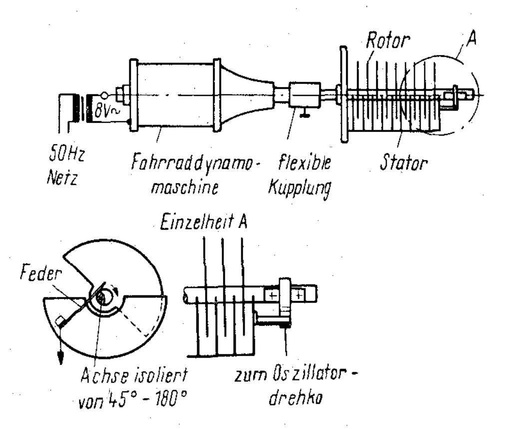


Bild 19. Antrieb und mechanischer Aufbau des Wobbeldrehkos für den Panorama-Empfänger (Prinzipskizze). Einzelheit A zeigt die Anordnung des Kurzschluß-Schleifkontaktes. Siehe Text

Als zusätzliches Durchstimmorgan für den Empfänger findet ein kleiner, leicht gängiger und gutausgewuchteter Drehko Verwendung, der Kreisplattenschnitt besitzen muß und keinen Endanschlag haben darf, so daß er über 360° durchgedreht werden kann. Er soll etwa 10 bis 20 Prozent der Oszillatordrehko-Kapazität des Empfängers haben und wird diesem mit HF-Koaxkabel parallelgeschaltet. Um die schädliche Kapazität des Verbindungskabels kleinzuhalten, muß dieser Drehko unmittelbar beim Oszillatordrehko montiert werden. Geeignete Ausführungen sind als Luft-Trimmerkondensatoren erhältlich. Als Antriebsmotor für den Drehko eignet sich ein als Synchronmotor betriebener 6-V-Fahrrad-Dynamo, der über einen Klingeltrafo aus dem Netz gespeist wird. Wie alle Synchronmotoren muß dieser jedoch jedesmal von Hand angeworfen werden, was mit etwas Übung leicht möglich ist. Bild 19 zeigt den Aufbau dieser mechanischen Wobbelvorrichtung. Der Drehko verändert jetzt im Gleichlauf mit der Netzfrequenz ständig die Empfängerabstimmung um einen gewissen, von seiner Größe abhängigen Betrag. Der Oszillograph wird ebenfalls mit der Netzfrequenz synchronisiert. Als Anzeigespannung für seinen Y-Eingang wird die an der Empfänger-Demodulatordiode entstehende Richtspannung benutzt, die dort über einen Widerstand von 300 ... 500 kΩ sowie kurzes, kapazitätsarmes Schirmkabel abgegriffen und dem Oszillographen zugeführt wird. Da sie der Abstimmung trägheitslos folgen muß, ist im Empfänger die Schwundregelung durch Kurzschluß der Regelleitung gegen Masse stillzulegen.

Durch die Synchronisierung mit der Netzfrequenz ist die wichtigste Voraussetzung für ein „stehendes“ Bild gegeben, jedoch macht sich noch ein kleiner Kunstgriff erforderlich, dessen Sinn Bild 20 erläutert. Kurve a stellt die Netzfrequenz dar. Übliche Fahrrad-Dynamos haben jedoch vierpolige Anker, so daß auf eine Periode der Netzfrequenz eine halbe Ankerdrehung entfällt ($n = 1500$ U/min $= 25$ U/s). Der Drehko wird also mit 25 U/s durchgedreht. Die jeweilige Rotorstellung, be-

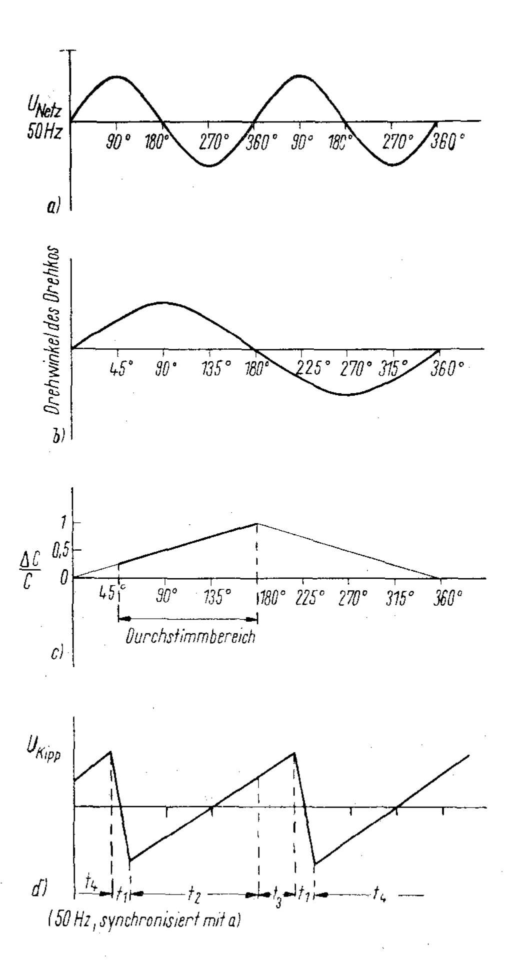


Bild 20. Phasenbeziehungen innerhalb der Panorama-Empfangsanlage. Siehe Erklärung im Text. a) Netz-Sinusspannung, b) Drehwinkel des Wobbeldrehkos im Zeitverhältnis zu a), c) Verlauf der Kapazität des Wobbeldrehkos, d) Verlauf der Kippspannung im Oszillographen

zogen auf die Netz-Phasenlage, zeigt Kurve b, wobei 0° = 360° dem herausgedrehten Drehko (kleinstem C-Wert) entspricht. In Kurve c sehen wir den Verlauf der Drehkokapazität während einer Umdrehung bzw. zwei Perioden der Netzfrequenz. Die Kippfrequenz des Oszillographen wird auf 50 Hz eingestellt und mit der Netzfrequenz synchronisiert. Bei Oszillographen üblicher Bauart erfolgt jedoch das Kippen (Strahlrücklauf) durch den positiven Spitzenwert der Synchronspannung, also jeweils bei Phasenlage 90° der Netzspannung (Kurve a; in diesem Moment hat der Drehko 25 Prozent seiner Maximalkapazität erreicht; Kurve c, 45° Drehwinkel). Mit Beginn des Schreibens der X-Achse (Strahlhinlauf) wird also der sich von hier an bis zum vollen C-Wert ergebende Empfangsbereich registriert (Zeitraum t_2 in Kurve d, die den Verlauf der Ablenkspannung im Oszillographen zeigt. t_1 ist die Strahlrücklauf-Zeit). Beim Weiterdrehen des Drehkos über seinen Höchstwert 180° (Kurve c) hinaus wird der Empfänger rückläufig verstimmt, der Schreibstrahl aber läuft weiter (Zeitraum t_3 in Kurve d), so daß der letzte Teil des Oszillogramms nochmals, aber spiegelbildlich aufgezeichnet wird. Das entstehende Doppeloszillogramm wäre praktisch unbrauchbar. Es muß daher erreicht werden, nur den in Kurve c stark ausgezogenen Teil (45° bis 180°) auszunutzen und den Empfänger in der übrigen Zeit stillzusetzen, was durch Kurzschluß des Wobbeldrehkos — womit der Oszillator aussetzt — erreicht werden kann. Eine von mehreren möglichen Methoden ist in Bild 19 angedeutet. Eine mit dem Stator verbundene Feder schleift auf der Rotorachse, die entsprechend ausgefräst ist und von 45° bis 180° ein Isoliersegment eingesetzt bekommt (Hartgummi). Der Oszillator kann dann nur in diesem Drehbereich arbeiten. Im Laboraufbau des Verfassers wurde der Kurzschluß durch eine dünne, an geeigneter Stelle am Stator aufgelötete und auf der Rotorplatte schleifende Messingfeder erreicht.

Es wird jetzt ein eindeutiges, stehendes Oszillogramm über drei Viertel der Bildschirmbreite des Oszillo-

graphen erzielt, während das restliche Viertel als Strich (Nullinie) erscheint. Ebenfalls als Nullinie erscheint die jeweils zweite Ablenkperiode (t_4 in Kurve d und entsprechende Kurventeile c) über die ganze Schirmbreite, was als Bezugslinie für die Beurteilung des Schirmbildes sehr willkommen ist. Das nutzlose rechte Viertel des Oszillogramms kann im übrigen durch Vergrößerung der X-Amplitude am Oszillographen und Rechtsverschiebung der Strahl-Nullage auch noch beseitigt und das Oszillogramm über den ganzen Bildschirm gedehnt werden.

6. Automatische Sendertastung mit Tonbandgerät

Es ist auch im Amateurbetrieb vorteilhaft, längere, feststehende Texte oder bestimmte, häufig wiederkehrende Gruppen (CQ-Ruf mit Stationskenner usw.) nicht von Hand, sondern vollautomatisch zu tasten, was eine merkliche Entlastung des Funkers bedeutet. Auch können Nachrichten (z. B. Rundspruch-Texte) im voraus gespeichert und zu gegebener Zeit exakt gesendet werden. Voraussetzung für diese in Amateurkreisen scherzhaft „CQ-Maschine" genannte Einrichtung ist ein Tonbandgerät. Für Sendungen in A 3 wird dann normal aufgesprochen, bei A-1-Betrieb muß jedoch durch das Bandgerät die Sendertastung direkt über ein Tastrelais erfolgen. Das hierfür benötigte Hilfsgerät zeigt Bild 21.

Das erforderliche Tonbandgerät benötigt keine besonderen Einrichtungen, hier ist jedes Modell brauchbar. Bei Bild 21 wurde ein Gerät mit Dioden-Eingang und -Ausgang (etwa Typ „Smaragd", „KB 100" u. ä. mit NF-Spannungen für Eingang und Ausgang um 500 mV) angenommen. Für die Aufzeichnung der Nachricht auf Band („Speichern") ist im Hilfsgerät Bild 21 ein kleiner Glimmlampen-Summer (ähnlich Bild 7) vorgesehen, der lediglich im Hinblick auf präzisen Zeicheneinsatz beim Tasten etwas in der Anschlußart der Taste abweicht. An die Tonqualität sind hier keinerlei Anforderungen zu stellen. Die Tonhöhe ist unkritisch und kann bedarfsweise mit C 1 und R 1 geändert werden. R 2 be-

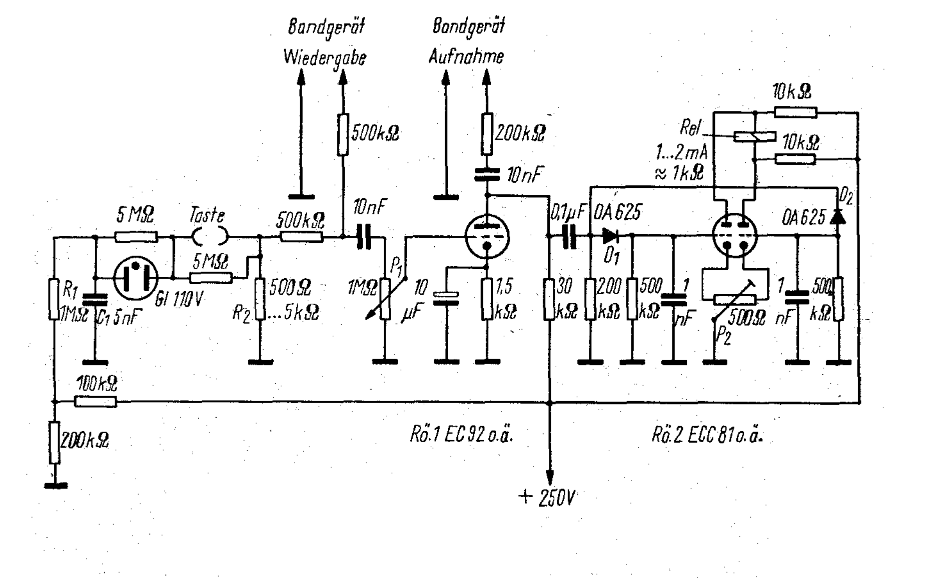


Bild 21. *Sendertastgerät für automatische Sendertastung vom Tonband*

stimmt die Höhe der abgegebenen NF-Spannung, sein Wert richtet sich nach dem Eingangsspannungsbedarf des Bandgerätes bzw. dessen abgegebener Ausgangsspannung. Am Signalstärkeregler P 1 liegt also entweder das von Gl erzeugte, direkt getastete Signal oder das vom Bandgerät abgespielte, über dessen Wiedergabeleitung ankommende Signal. Durch geeignete Einstellung von R 2 und dem im Bandgerät enthaltenen Lautstärkeregler wird erreicht, daß beide Signale gleich stark an P 1 auftreten, was betrieblich vorteilhaft ist. Es kann dann im Betrieb sofort von der automatischen Tastung durch das Band auf direkte Handtastung übergegangen werden, wobei die Taste am Hilfsgerät angeschlossen bleibt und den Sender über das Hilfsgerät tastet. — Von P 1 gelangt das Signal über Rö 1 zum Aufnahmeanschluß des Bandgerätes und gleichzeitig zum eigentlichen Tastgerät mit Rö 2. Über die Diodenstrecken D 1 und D 2 (übliche Germaniumdioden) wird das Signal gleichgerichtet. Die entstehende Gleichspannung bringt die aus den Systemen der Rö 2 bestehende Brückenschaltung aus dem Gleichgewicht (Diodenpolung beachten!), so daß zwischen den Anoden eine Spannungsdifferenz auftritt, die das Relais Rel zum Anzug bringt. Das Relais Rel tastet mit einem Arbeitskontakt den Sender, wobei der Relaiskontakt an die Stelle der Taste am Sender tritt. Mit P 2 wird die Brückenschaltung bei fehlendem Signal ins Gleichgewicht gebracht (keine Spannung am Relais). P 1 ist im Betrieb so einzustellen, daß das Relais bei Tastung sicher anzieht, ebenso bei Abspielen eines auf Band gespeicherten Signales, ohne aber bereits auf schwächere Störgeräusche (Restbrummen des Bandgerätes usw.) zu reagieren. Der Sender kann dann ohne jede Umschaltung entweder von Band oder — nach Stoppen des Bandes — sofort wieder von Hand getastet werden. Die Tonqualität des Glimmlampensummers wird nur zur Relaisbetätigung benutzt und ist daher unwichtig. Diese Summerschaltung garantiert aber den hier erforderlichen harten Zeicheneinsatz. Je nach Betriebsart des Bandgerätes kann mit diesem Gerät eine Tastfolge

aufgenommen und gespeichert (ggf. gleichzeitig während der Aussendung) oder in Betriebsart Wiedergabe ausgesendet werden.

Erwähnt seien noch zwei interessante Möglichkeiten: Genau wie bei normalen Tonbandaufnahmen können auch hier bei längeren gespeicherten Texten Unsauberkeiten oder Tastfehler aus dem Band gecuttert, d. h. herausgeschnitten und der Text dann fehlerfrei gesendet werden. Weiterhin ist es möglich, an den Bandgerät-Wiedergabeanschluß auch eine andere NF-Quelle anzuschließen, z. B. den Ausgang des Stationsempfängers. In diesem Fall können wir ein von einer anderen Station empfangenes A-1-Signal, wenn es einigermaßen sauber ankommt, zur direkten Tastung des eigenen Senders benutzen, der damit der empfangenen Station gewissermaßen als „ferngesteuerter Relais-Sender" dient. Diese kann dann in Verbindung mit einer dritten Station treten, bei der sie zu stark gestört ankommt, ohne der zeitraubenden Vermittlung des Funkers der Zwischenstation zu bedürfen. Letzterer kann mit seiner Taste dann jederzeit in die laufende Übertragung eingreifen.

C LICHTELEKTRISCHE GERÄTE

1. Einfacher Blinklichtgeber mit Transistoren

Mit den Bauelementen der Halbleitertechnik lassen sich verblüffend einfache Impulsschaltungen aufbauen. Bild 22 zeigt eine solche Impulsgeberschaltung in der Anwendung als Blinklichtgeber. Verwendung finden kann dieses Gerät als Warnlampe für Kontrollzwecke, für Modelleisenbahnen u. ä. und in etwas erweiterter Form auch für Auto-Blinkanlagen, Reklamezwecke usw.

Die Schaltung stellt einen vereinfachten Multivibrator dar. Die Transistoren T 1 und T 2 schalten sich gegenseitig ein und aus. Beim Anschalten der Betriebsspannung wird C 1 aufgeladen über La, C 1, R 2, T 1-Basis. T 1 erhält also Basisstrom und wird durchgesteuert. Damit liegt die Basis von T 2 nahezu auf Plus-Potential, und T 2 ist gesperrt. Die Lampe La leuchtet zunächst nicht. Sobald C 1 aufgeladen ist, entfällt der Ladestrom über die Basis von T 1, so daß T 1 allmählich sperrt. Damit steigt das Potential an der Basis von T 2, wodurch T 2 allmählich aufgesteuert wird. Mit einsetzendem Kollektorstrom von T 2 sinkt aber das

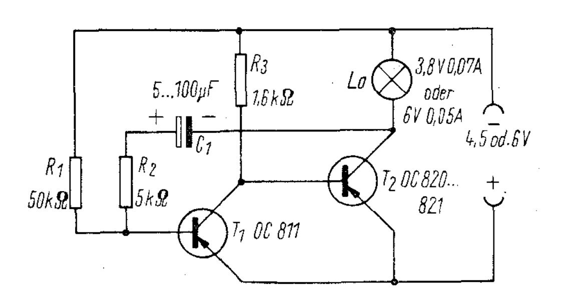


Bild 22. Schaltung für einen einfachen Transistor-Blinklichtgeber

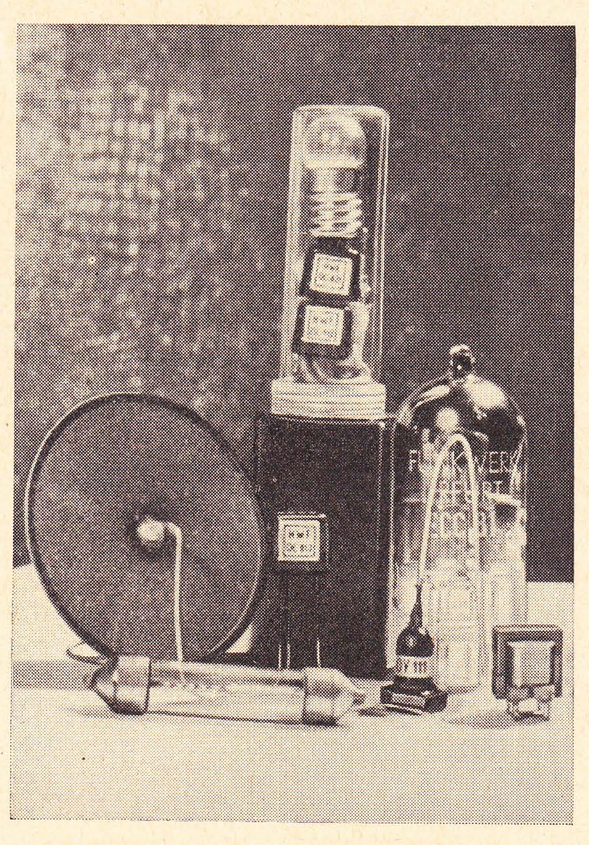


Bild A: Einige elektronische Bauelemente für die Amateur-Praxis. Links ein scheibenförmiger Varistor „Herwid-S 0,19/200-44“ des VEB Keramische Werke Hermsdorf, davor eine Stab-Glimmlampe. Bildmitte ein Transistor OC 813 (VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder), daneben eine 1-A-Flächendiode OY 111 vom gleichen Hersteller. Ganz außen ein Miniatur-NF-Übertrager Typ 5 K 10 (Gewicht rund 4 Gramm!) vom VEB Funkwerk Leipzig. Rechts im Hintergrund eine Röhre ECC 81 zum Größenvergleich. Bildmitte oben der in diesem Heft beschriebene Blinklicht-Geber in Kleinstbauweise

Potential an C 1 (Spannungsabfall an La!), wodurch C 1 umgeladen wird. Diese Spannungsänderung führt sehr rasch zu völliger Sperrung von T 1 und voller Durchsteuerung von T 2, so daß dieser Wechsel des Betriebszustandes sprunghaft vor sich geht. La leuchtet jetzt. Sobald die Umladung von C 1 (über R 1, R 2, C 1, T 2-Kollektor-Emitter) beendet ist, tritt an der Basis von T 1 wieder eine geringe negative Spannung (über R 1) auf, wodurch T 1 etwas Strom zieht. Das dadurch bedingte Absinken des Potentials an der Basis von T 2 (Spannungsabfall von R 3) bewirkt eine Verringerung des Kollektorstromes von T 2, was zum Potentialanstieg am Kollektor von T 2 führt. Dieser Potentialanstieg gelangt über C 1 wieder zur Basis von T 1, womit T 1 sofort ganz durchgesteuert und demzufolge T 2 gesperrt wird. Damit herrscht wieder der ursprüngliche Zustand, La ist erloschen.

Die Blinkzeit ist dabei abhängig von C 1, teilweise auch von R 2. Durch Veränderung dieser beiden Werte können Blinkzeiten zwischen 0,3 s und 1 min erreicht werden. Während für C 1 keine besonders kritischen Grenzwerte existieren, sollte man die Widerstände, um einwandfreie Funktion zu garantieren, nur in den folgenden Grenzen ändern: R 1: 20 ... 100 kΩ, R 2: 2 ... 10 kΩ, R 3: 1 ... 5 kΩ. Die in Bild 22 angegebenen Werte stellen günstige Mittelwerte dar, sie sind jedoch sehr von den Transistordaten abhängig, so daß evtl. einige Vorversuche nicht zu umgehen sind. Für die Transistoren sollen Exemplare mit Stromverstärkungsfaktoren um wenigstens 30 benutzt werden, da sonst die Bemessung der Werte zu kritisch wird. Für T 1 genügt dabei in jedem Falle ein OC 811 oder ähnlicher Typ, für T 2 — der den Lampenstrom schalten muß — ist ein OC 820, besser OC 821 erforderlich. Für diesen Transistortyp darf als stärkste Lampe bei 4,5-V-Betrieb eine Lampe 3,8 V/0,07 A, bei 6-V-Betrieb eine 6 V/0,05-A-Lampe (Fahrrad-Rückstrahlerbirne) genommen werden. Wenn man für T 2 einen stärkeren Leistungstransistor benutzt, OC 830, 831 o. ä., können natürlich auch stärkere Lampen Verwendung finden.

(Die Widerstandswerte sind in diesem Fall durch Versuch festzulegen.)
Der Vorteil dieser Schaltung liegt darin, daß keinerlei mechanisch bewegte Kontakte existieren, die dem Verschleiß unterworfen wären. Mit Ausnahme der Lampe La selbst ist nichts störanfällig, so daß dieser Blinker sehr zuverlässig arbeitet.

Für die Schaltung stärkerer Lampen oder anderer rhythmisch zu betätigender Elemente (Autoblinker, Warnhupen usw.) oder solcher Verbraucher, die mit Starkstromanschluß arbeiten, kann an Stelle La ein Schaltrelais eingesetzt werden, das eine Wicklung von etwa 100 ... 120 Ω sowie eine robuste und zuverlässige Ausführung aufweisen sollte. Seine Wicklung ist wieder mit einer Schutzdiode nach Bild 13 zu überbrücken. Im Kraftfahrzeug arbeitet eine solche Einrichtung dann bedeutend konstanter und zuverlässiger als die üblichen Hitzdraht-Blinkgeber. Bei Verwendung moderner Kleinteile kann die Schaltung nach Bild 22 extrem klein aufgebaut werden. Im Mustergerät wurden ein 10-μF-Miniaturelko sowie 1/20-W-Widerstände verwendet, und es konnte als komplettes Einschraubgerät mit Lampensockel (zum Einschrauben an Stelle normaler Birne in übliche Kontrollampenfassung) in einem kleinen Tablettenröhrchen untergebracht werden (siehe Titelbild), Bei versehentlicher Falschpolung der Batterie kann kein Schaden entstehen, da dann beide Emitterstrecken sperren. Das Gerät arbeitet also nicht. Bei Verwendung eines Relais für La genügt für T 2 auch schon ein OC 811 o. ä.

2. Periodischer Taktgeber mit Transistoren (Leitstrahl-Blinker)

Die in Bild 22 gezeigte Schaltung genügt nur für Fälle, bei denen lediglich ein konstanter Taktrhythmus mit fest vorgegebenem Verhältnis von Einschalt- zu Ausschaltzeit gefordert wird. Oft ist aber ein variables Takt-Tempo nötig, wobei die Einschalt- und Ausschaltzeit (das Tastverhältnis) getrennt regelbar sein soll.

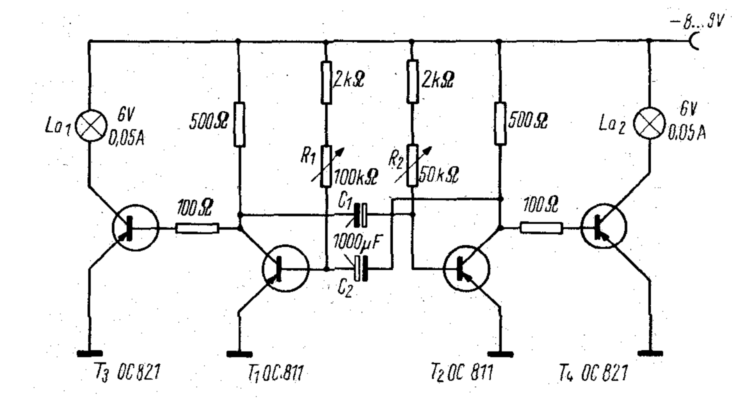


Bild 23. Transistorisierter Taktgeber mit getrennt regelbaren Taktverhältniszeiten und Taktfrequenzen. Hier für Blinklichtgeber angewendet. Siehe Text

Hierfür kann auf eine „echte“ Multivibratorschaltung nach Bild 23 zurückgegriffen werden. Das Mustergerät wurde als zweiseitiger Blinkgeber ausgelegt, wobei die Lampen La 1 und La 2 wechselseitig brennen. Die Leuchtzeit für jede Lampe ist mit R 1 bzw. R 2 einstellbar. An Stelle der Lampen können auch hier wieder Relais (100 ... 150 Ω mit Parallel-Schutzdioden nach Bild 13) zur Steuerung beliebiger Geräte benutzt werden. Die Lampen haben eigene, vom Multivibrator angesteuerte Schaltertransistoren T 3, T 4, um den eigentlichen Multivibrator (T 1, T 2) von den Lampen unabhängig zu machen, Rückwirkungen zu vermeiden und um eine sichere Durchsteuerung der Schaltertransistoren zu erreichen. (Wichtig, da hierdurch den Lampen die volle Betriebsspannung zugeführt und das Entstehen unnötiger Verlustleistungen in den Transistoren vermieden wird.) Für die Transistoren T 3 und T 4 gilt im Zusammenhang mit der Lampenstärke das zu Bild 22 Gesagte.
Das Prinzip des Multivibrators muß als bekannt vorausgesetzt werden, es ist aus der Röhrentechnik in gleicher Form geläufig. Auch dabei steuern sich die Transistoren T 1 und T 2 gegenseitig auf und zu, wobei die Umschaltung sprunghaft vor sich geht und die Schaltzeiten von den Zeitkonstanten der RC-Glieder R 1/C 1 bzw. R 2/C 2 abhängen. Im Gegensatz zu der Schaltung nach Bild 22, die auf etwas anderen Prinzipien beruht und erfreulicherweise bereits mit relativ kleinen C-Werten auskommt, erfordert die „klassische“ Multivibratorschaltung nach Bild 23 schon recht große Elkos. Mit den angegebenen Werten sind für beide Lampen Leuchtzeichen zwischen 0,3 s und etwa 2 min einstellbar, so daß ein in weitesten Grenzen beliebiger Taktrhythmus mit R 1 und R 2 möglich ist. Falls dabei besonders auf die langen Taktzeiten Wert gelegt wird, sollten Elkos mit geringem Reststrom sowie für die Transistoren T 1 und T 2 Exemplare mit geringem Kollektor-Reststrom benutzt werden (nach Möglichkeit ausgesuchte Exemplare!). Außerdem müßten T 1 und T 2 Stromverstärkungsfaktoren von wenigstens 50 auf-

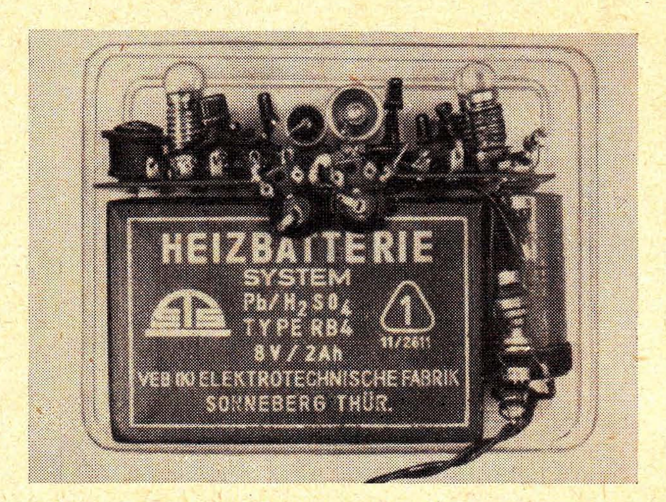


Bild B: Ansicht des im Plexiglasgehäuse eingesetzten Blinklicht-Taktgebers. Die Schaltung ist auf einer Lötösenleiste montiert. Sie sitzt direkt auf der Batterie, die den Hauptteil des Gehäuses einnimmt. Als Batterie wurde hier ein wieder aufladbarer Blei-Trockenakku (Kofferradio-Heiz-Batterie 8 V) benutzt. Obere Batteriekante Mitte: Die beiden Kleinst-Trimmpotentiometer zur Einstellung der Blinkzeiten für die Lampen. Die Lampenfassungen sitzen rechts und links oben im Gehäuse

weisen. Anderenfalls werden die erreichbaren Grenzwerte für die Taktzeiten eingeengt. An T 3 und T 4 sind diesbezüglich keine besonderen Forderungen zu stellen. R 1 und R 2 können auch als kleine Trimmregler ausgebildet oder — je nach Verwendungszweck — durch ausprobierte Festwiderstände ersetzt werden. Ihre 2-kΩ-Vorwiderstände sollen die Überlastung der Transistoren bei Erreichen der Regler-Endstellung verhindern. Die Kollektorwiderstände (500 Ω) können u. U. je nach Transistorexemplaren etwas schwanken. Falls in Ausnahmefällen mit der angegebenen Dimensionierung kein einwandfreies Arbeiten erreichbar ist, kann man sie etwas variieren (Mindestwert 400 Ω!). Der Aufbau ist im übrigen unkritisch und erfolgt sehr

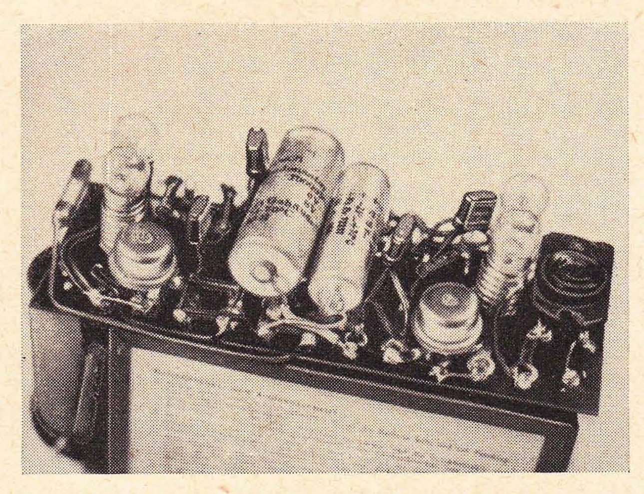


Bild C: Blick auf die Verdrahtung des Blinklichtgebers in der Ausführung als „Leitstrahl-Blinker". Die Blinklampen wurden zur Sicherheit gegen Lampenausfälle beiderseits doppelt vorgesehen. In der Mitte die beiden Elkos der Taktgeberschaltung. Vor den Lampen die Leistungstransistoren zur Schaltung der Lampenströme, für die hier noch Importtypen benutzt wurden

gedrängt unter Verwendung von Miniaturbauteilen. Für alle Widerstände genügen $^1/_{10}$-W-Typen.

Die Vielseitigkeit dieses Taktgebers mag die interessante Anwendung des Mustergerätes zeigen, das als „Leitstrahl-Blinker" im Geländeeinsatz benutzt wurde. Das ganze Gerät einschließlich Batterie und Lampen wurde in ein wasserdichtes Plexiglasgehäuse eingebaut. Beide Lampen saßen dicht nebeneinander und waren durch eine weit vorgezogene Wand (etwa 20 cm lang) getrennt. Wird das arbeitende Gerät jetzt bei Nacht genau von vorn betrachtet — der Betrachter blickt dabei auf die Kante der Trennwand —, so sind beide Lampen sichtbar. Auf einige Entfernung ist ein scheinbares Dauerlicht sichtbar, da ja eine von beiden

Lampen stets brennt und man die schnelle Umschaltung nicht erkennen kann. Es wird nun die Leuchtzeit der — vom Betrachter aus — linken Lampe auf $^1/_3$ s, die der rechten auf 1 s eingestellt. Steht der Betrachter jetzt etwas rechts vom Gerät, so ist die linke Lampe verdeckt, und der Betrachter sieht Lichtblitze von 1 s Dauer mit $^1/_3$ s Unterbrechung (lange Lichtzeichen). Steht er weiter links, so ist die rechte Lampe durch die Trennwand verdeckt, und es sind kurze Lichtblitze ($^1/_3$ s mit 1 s Pause) zu sehen. Nur falls der Betrachter genau von vorn — in Verlängerung der durch die Trennwand gebildeten Linie — blickt, ist Dauerlicht erkennbar. — Dieses Gerät diente z. B. zur Markierung von Fahrtrinnen in flachen, verschlammten oder verkrauteten Seengebieten. Bei Nacht konnte dann der am Ufer aufgestellte Blinker so angesteuert werden, daß Dauerlicht zu sehen war. Wurde kurzes Blinklicht beobachtet, so befand sich das Boot zu weit links von der durch die Stellung des Blinkers über den See „vorgezeichneten" Fahrtrinne, bei Auftreten langer Blinkzeichen zu weit rechts. Es gelang nach diesem der Verkehrsfliegerei (Leitstrahl-Blindlande-Funksystem!) entlehnten Verfahren, auf mehrere 100 m Entfernung eine Fahrtrinnenbreite von knapp 3 m einzuhalten und damit unwegsame Seengebiete auch bei Nacht sicher zu befahren. Das Mustergerät wurde zwecks Batterieschonung noch mit einem Dämmerungsschalter nach Abschnitt C, 4. kombiniert, der den Blinkgeber tagsüber abschaltete.

Dies als Beispiel für eine der vielen Kombinationsmöglichkeiten elektronischer Schaltungsgruppen. Bild 24 zeigt zur Veranschaulichung dieses Beispieles die grundsätzliche Anordnung der beiden Leitstrahl-Blinklampen und der Trennwand sowie die daraus resultierenden optischen Verhältnisse. Mit der Länge der Trennwand kann die Genauigkeit des Leitweges, auf dem Dauerlicht sichtbar ist, weiter gesteigert bzw. seine Breite verringert werden.

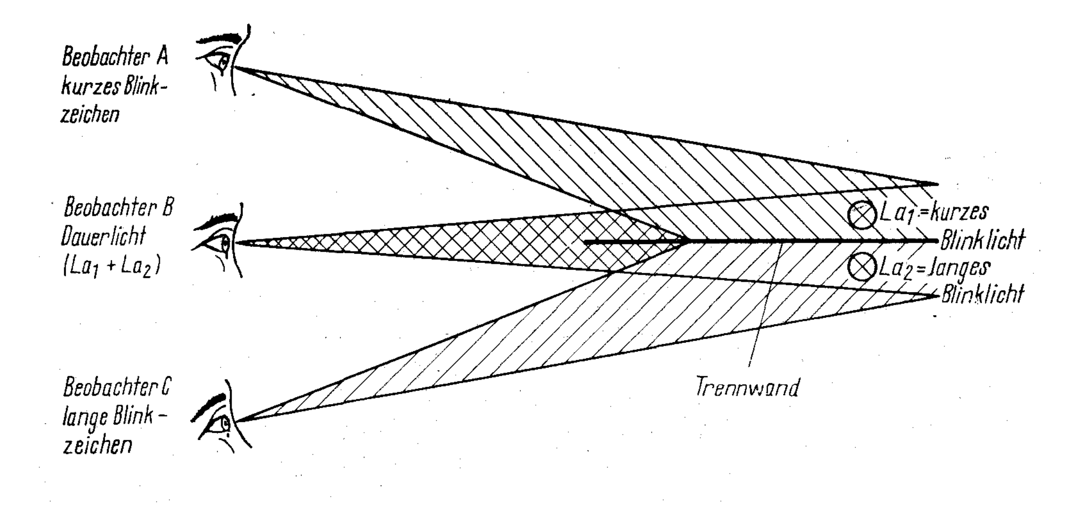


Bild 24. Zur Veranschaulichung des Leitstrahlprinzipes. Siehe Text

3. Lichtblitz-Stroboskop

Lichtblitz-Stroboskope dienen u. a. dazu, schnellbewegte Maschinenteile zu beobachten. Die betrachteten Teile befinden sich dabei scheinbar in Ruhe oder nur in langsamer Scheinbewegung, so daß ihr Verhalten während des Betriebes genau erkennbar ist. Diesen Effekt erreicht man, indem das Objekt nicht normal beleuchtet, sondern mit einer schnellen Folge von Lichtblitzen angestrahlt wird. Ist die Dauer des Lichtblitzes sehr kurz und die Blitzfolge so gewählt, daß jeder Lichtblitz das Objekt in der gleichen Lage antrifft wie der vorhergehende Blitz, so wird das Objekt nur in dieser Lage sichtbar und scheint daher stillzustehen. Ist die Blitzfolge geringfügig langsamer als die Umdrehungszahl des Objektes — z. B. eines Ventilatorflügels —, so erreicht jeder Blitz den Flügel nach etwas mehr als einer Umdrehung, dieser scheint also langsam zu rotieren. Nach diesem Prinzip können alle schnell und gleichmäßig bewegten Teile (Anker von Elektromotoren, bei denen das Bürstenspiel erkennbar wird, Kurbelwellen, Ventilstößel, Anker und Klöppel elektrischer Klingeln und ihre Verformung beim Schwingen, Kontakte mechanischer Wechselrichter mit eventuellen Prellerscheinungen usw.) sichtbar gemacht werden.

Es ist also ein zur Objektbeleuchtung genügend heller, möglichst kurzer (sonst Bewegungsunschärfen!) und in seiner Folgefrequenz der Objektbewegung anpaßbarer Lichtblitz erforderlich. Für einfache Demonstrationszwecke gelingt das schon mit der unkomplizierten Schaltung nach Bild 25. Der Kondensator C wird über

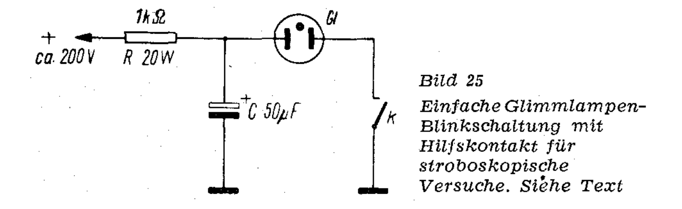


Bild 25
Einfache Glimmlampen-Blinkschaltung mit Hilfskontakt für stroboskopische Versuche. Siehe Text

den Widerstand R aufgeladen. Sobald Kontakt K schließt, wird C über die Glimmlampe stoßartig entladen, die dabei einen kurzen Lichtblitz abgibt. Nach Öffnen von K wird C wieder aufgeladen. Dabei ist R so dimensioniert, daß Gl nach Entladung von C nicht verlischt, sondern schwach weiterbrennt, was aber weiter nicht stört und zur Vermeidung von selbständigen Kippschwingungen der Anordnung (Abschnitt 1.5!) erforderlich ist. Den Kontakt K improvisiert man als Berührungskontakt an dem zu untersuchenden Objekt, etwa als herausragenden Stift am Rande des Ventilatorflügels, der eine Gegenfeder leicht anstreift oder am Rande eines Plattentellers, der durch einen Ventilatormotor mit etwa 5 bis 15 U/s angetrieben und mit der Glimmlampe angeleuchtet wird. Die auf der Platte befestigten Versuchsobjekte scheinen dann stillzustehen, so daß an ihnen die Wirkung der Fliehkraft beobachtet werden kann. Dadurch sind bereits sehr interessante Versuche möglich.

Das Anbringen eines Kontaktes K am Objekt wird oftmals nicht möglich sein, außerdem ist die Helligkeit der Glimmlampe oft zu schwach. Für den in Bild 25 gezeigten Aufbau macht sich deshalb eine Ausführung mit großflächigen Elektroden (gut geeignet sind Stabi-Glimmröhren!) erforderlich, die allerdings stark beansprucht wird und daher in dieser Form nicht lange betrieben werden sollte. Günstiger ist die Verwendung einer für Foto-Elektronenblitzgeräte üblichen Xenon-Blitzröhre. Ein derart ausgestattetes sowie mit einem einfachen Impulsgeber versehenes Gerät, erfüllt bereits alle amateurmäßig zu stellenden Ansprüche.

Bild 26 zeigt die Schaltung eines vom Verfasser entwickelten einfachen Gerätes, das sich gut bewährt hat. Es arbeitet mit Netzbetrieb, als Blitzröhre dient eine übliche XB 103 (XB 80-2) der Firma DGL Preßler, Leipzig. Zweckmäßig wird sie zusammen mit dem üblichen Original-Lampenstab eines Foto-Blitzgerätes, der auch gleich die Zündspule enthält, benutzt. Anderenfalls sollte man einen ähnlichen Aufbau wählen und die Zündspule (nur notfalls!) selbst wickeln. Gut ge-

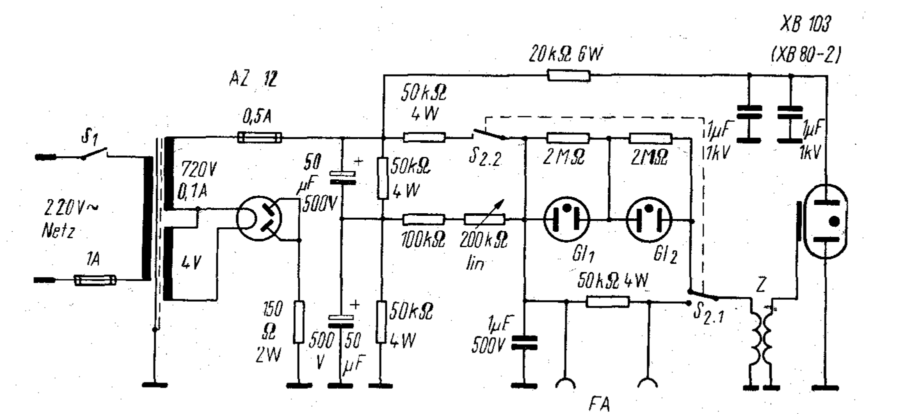


Bild 26. Schaltung des Lichtblitz-Stroboskops

eignet als Zündspule ist auch eine Hochspannungsspule aus einem alten HF-Heilgerät-Handgriff, wenn deren Primärwicklung auf etwa 200 Wdg. 0,4-CuL-Draht geändert wird. Die Zündspule muß wegen der hohen Zünd-Impulsspannung (bei etwa 20 kV!!) direkt mit der Blitzröhre zusammengebaut werden, was sehr sorgfältige Isolation bedingt. — Das Gerät benötigt eine Betriebsspannung von etwa 1 kV, die durch einen kräftigen Rundfunkgerätetrafo (Anodenwicklungen zweimal 360 V in Serie) gewonnen wird. Nach Gleichrichtung mit der AZ 12 stehen am Ladekondensator dann etwa 1000 V zur Verfügung. Der Ladeelko wird durch die Serienschaltung von zwei 500-V-Elkos (isoliert setzen!) gebildet. Ein Spannungsteiler 50/50 kΩ sorgt für gleichmäßige Spannungsaufteilung und Bereitstellung der Betriebsspannung für den Zündmechanismus. Als Blitzkondensator (2 μF) dienen zwei parallelgeschaltete 1-μF-Tonbandmotorkondensatoren für 1 kV. Die Lichtleistung je Blitz beträgt dann im Mittel etwa 1 Joule (1 Wattsekunde), das ist etwa $^1/_{70}$ der normalen Lichtstärke eines Heim-Elektronenblitzers, was auch für größere Objekte und mangelhaft verdunkelte Räume weit ausreicht. Die Blitzfrequenz kann zwischen 5 ... 25 Hz variiert werden. Ein Variationsbereich von 1 : 2 genügt bereits, um alle Bewegungsvorgänge einwandfrei zu synchronisieren, wenn das Objekt wenigstens 5 Bewegungen bzw. Umdrehungen je Sekunde ausführt. Geringere Blitzzahlen sind wegen des dann störenden Flimmerns wertlos. Man wählt immer die höchste Blitzfrequenz, bei der noch keine Bildverdoppelung auftritt. Die Blitzfrequenz wird unter Beobachtung des Objektes mit dem 200-kΩ-Regler so lange variiert, bis scheinbarer Stillstand erreicht ist. Bei geringfügig zu hoher Blitzfrequenz kann es zu scheinbarer Rückwärtsbewegung des Objektes kommen. Die Dauer eines Blitzes liegt hier bei $^1/_{10\,000}$ s, so daß auch bei sehr schnell bewegten Objekten Bewegungsunschärfen praktisch ausgeschlossen sind.

Den für die Blitzzündung erforderlichen Hilfsimpuls erzeugt man mit einer einfachen Glimm-Kippschaltung

(Prinzip nach Abschnitt A, 1.5 und 1.6) Der Entladestromstoß der Glimmstrecken wird in der Zündspule Z auf den zur Lampenzündung erforderlichen Wert hochtransformiert. Dieser Vorgang entspricht dem der einmaligen Blitzauslösung bei Elektronenblitzgeräten. Um genügende Zündenergie zu erhalten, ist die Reihenschaltung zweier Glimmlampen Gl 1, Gl 2 erforderlich (220-V-Typen mit nicht zu kleinen Elektroden, ohne Vorwiderstand! Behelfsweise auch Prüfstift-Glimmröhren geeignet, die aber nur etwa 100 Stunden aushalten!). Diese ergibt sich aus der Differenz zwischen Zünd- und Löschspannung der Glimmröhren, die aber je Lampe mit höchstens 40 V angesetzt werden kann. Die Reihenschaltung zweier Lampen ergibt dann die vierfache Zündenergie. Sollten — insbesondere bei selbstgebauten Zündspulen — noch Zündschwierigkeiten auftreten, kann man evtl. 3 Glimmröhren in Serie legen (mit je 2 MΩ überbrücken!).
Wichtig für die Anwendung ist eine gute Frequenzkonstanz (Kurzzeitkonstanz) des Impulsgebers, da zu früh oder zu spät einsetzende Zündimpulse zu Doppelkonturen oder unruhigem Bildstand führen können. In Industriegeräten wird daher für die Impulsgeber ein beachtlicher Aufwand getrieben (mehrstufige Multivibratoren mit Thyratronsteuerung usw.). Leider verhält sich die Glimmkippschaltung in dieser Beziehung nicht sehr günstig. Sie ist aber die einzige für den Amateur mit diskutablem Aufwand realisierbare Lösung. Das Mustergerät ergab ein durchaus befriedigendes Arbeiten, wobei jedoch die Blitzfrequenz in kurzen Abständen leicht nachreguliert werden mußte. Das stört jedoch in der Praxis nicht weiter. Falls für Sonderfälle jedoch einmal Synchronität über längere Zeit ohne Nachregelung gefordert wird (bei Lupenbeobachtungen am Objekt u. ä.), kann am Objekt wiederum ein mechanischer Kontakt angebracht werden, der die Blitzauslösung übernimmt. Hierfür sind die Buchsen FA („Fremdauslösung“) vorgesehen. Schalter S 2 wird dazu nach unten umgelegt und schaltet die Zündspule auf den FA-Anschluß um. Die Schaltung ist dabei so aus-

gelegt, daß auch bei improvisierten Auslösekontakten (der feststehende Gegenkontakt kann dem Objekt auch von Hand genähert und damit die Bildlage geändert werden) eine sichere Zündung im Moment der ersten Kontaktberührung erfolgt, selbst wenn Kontaktprellungen auftreten.

Beim Aufbau muß auf die angegebene Dimensionierung der Widerstände geachtet werden sowie auf ausreichende Belüftung des Gerätes. Nicht näher bezeichnete Widerstände werden mit mindestens 0,5 W bemessen. Im Betrieb sollte man den Massepol des Gerätes aus Sicherheitsgründen erden. Bei der Verbindung der FA-Buchsen mit dem Objekt ist zu beachten, daß das Objekt keine Erdverbindung haben darf (Vorsicht, Kurzschlüsse! Der FA-Anschluß führt Hochspannung). Es wird in diesem Zusammenhang auf die VDE-Vorschriften hingewiesen. Die Glimmlampen Gl 1 und Gl 2 sollen aus Gründen der Frequenzkonstanz in lichtabschirmenden kleinen Hüllen montiert werden. Weitergehende Aufbauhinweise dürften für den etwas erfahrenen Amateur entbehrlich sein und übersteigen den Rahmen dieses Büchleins. Hierfür muß auf die Spezialliteratur verwiesen werden. Ausführliche Angaben sind auch in den Veröffentlichungen des Verfassers „Lichtblitzstroboskop für den Selbstbau“ (Zeitschrift „radio und fernsehen“ Heft 23/1959) und „Transistor-Elektronenblitzgerät zum Selbstbau für Fotoamateure“ (Zeitschrift „funkamateur“, Heft 7 und 8/1960) zu finden.

4. Dämmerungsschalter mit Transistoren

Eine der bekanntesten lichtelektronischen Anwendungen elektronischer Bauelemente ist die Lichtschranke. Hierbei wird durch Unterbrechung eines Lichtstrahles oder durch Änderung der Lichthelligkeit ein Schaltvorgang ausgelöst. Die Anwendung als Dämmerungsschalter zeigt Bild 27. Solche Schalter werden zum Ein- und Ausschalten von Straßenbeleuchtungen, Lichtreklamen u. ä. bei Anbruch der Morgen- oder Abenddämmerung

benutzt. Gegenüber einfachen Lichtschranken liegt hier insofern eine besondere Aufgabenstellung vor, als der Wechsel der Lichtintensität langsam — nicht plötzlich wie bei Unterbrechung des Lichtstrahles einer Lichtschranke durch ein zu registrierendes Objekt — vor sich geht. Es genügt daher nicht, den Strom des lichtempfindlichen Organes (Fotozelle, Fotowiderstand o. ä.) durch einen einfachen Gleichstromverstärker zu verstärken und einem Relais zuzuführen. Infolge des allmählichen Stromanstieges oder Stromabfalles an der Relaisspule wäre die erzielbare Schaltgenauigkeit sehr gering, außerdem würde kurz vor Erreichen des Umschaltpunktes in dem relaissteuernden Transistor eine unerwünscht hohe Verlustleistung auftreten. Es ist daher erforderlich, für eine sprunghafte Umschaltung zu sorgen, sobald die Lichthelligkeit den gewünschten Schwellwert erreicht hat.
Auf die Beschreibung einer einfachen Lichtschranke mit Gleichstromverstärker wird hier verzichtet, da entsprechende Bauanleitungen bereits veröffentlicht sind (siehe Heft Nr. 20 „Transistorschaltungen“ der gleichen Broschürenreihe und Zeitschrift „funkamateur“ Heft 1/1960). Im übrigen lassen sich auch einfache Lichtschranken-Aufgabenstellungen mit der oben beschriebenen Anordnung lösen, wobei der gegenüber einer einfachen Lichtschranke nur unwesentlich höhere Aufwand durch die bessere Schaltgenauigkeit ausgeglichen wird.
Die grundsätzliche Anordnung der Lichtschranke (bestehend aus Lichtquelle und „elektrischem Auge“, auch mit einigen Umlenkspiegeln für den Lichtstrahl) wird als bekannt vorausgesetzt. Über sie ist in den genannten Veröffentlichungen Näheres zu finden. Der Amateur geht dabei ohnehin je nach Anwendungszweck eigene Wege. Es wird daher nachfolgend nur die eigentliche Schaltung erläutert.
Die erwähnte sprunghafte Umschaltung erzielt man (Bild 27) durch die Verwendung einer Schmitt-Trigger-Schaltung (T 2, T 3). Die gleiche Schaltungsart begegnete uns bereits bei Bild 18a, wo die Aufgabenstellung in

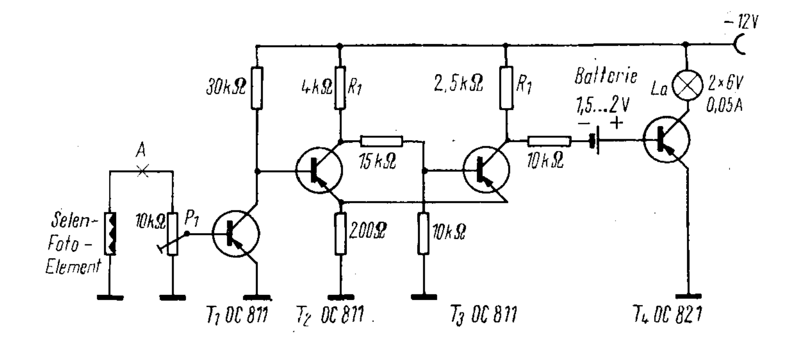


Bild 27. Schaltung eines Dämmerungsschalters mit Transistoren. Auch für Lichtschranken usw. brauchbar. Bei A können die in Bild 28 gezeigten Lichtempfänger angeschlossen werden. Siehe Text

elektrischer Hinsicht ähnlich war. Das dort zum Schmitt-Trigger Gesagte gilt auch hier.
Als lichtempfindliches Organ wird ein Selen-Fotoelement benutzt, wie es in fotoelektrischen Belichtungsmessern enthalten ist. Es kann z. B. durch Ausbau aus defekten Belichtungsmessern, bei denen fast immer das Meßwerk beschädigt, aber die Selenzelle intakt ist, gewonnen werden. (Einige andere Möglichkeiten für das lichtempfindliche Organ werden später noch genannt.)
Die von der Selenzelle abgegebene Spannung gelangt an den Empfindlichkeitsregler P 1, mit dem die Anlage auf die gewünschte Helligkeit, bei der die Umschaltung erfolgen soll, eingestellt wird (Schwellwertregler). T 1 ist der Diskriminatortransistor für den Schmitt-Trigger-Eingang. Je größer die auf das Selen-Fotoelement auftreffende Lichtenergie, desto geringer (abhängig von der Einstellung von P 1) die am Kollektor von T 1 stehende Spannung. Bei einem gewissen Grenzwert — je nach den für T 2 und T 3 benutzten Transistorexemplaren etwas verschieden — sperrt T 2, und T 3 ist durchgesteuert. Entsprechend fließt dann durch R 2 ein Strom. Sinkt die Lichthelligkeit, so steigt das Potential am Kollektor von T 1 wieder, bei Überschreiten des Trigger-Schwellwertes schaltet T 2 durch, und T 3 sperrt, so daß nun R 1 Strom führt. Der Transistor T 4 mit Lampe La, 2-V-Batterie und 10-kΩ-Widerstand sei zunächst nicht vorhanden.
Wie bereits bei Bild 18a (Abschnitt B, 4.) erläutert, kann jetzt an Stelle von R 1 oder R 2 ein Relais entsprechenden Wertes mit entsprechendem Kontakt eingesetzt werden. Alles in diesem Abschnitt Gesagte gilt auch hier (Paralleldiode zur Relaiswicklung gemäß Bild 13 nicht vergessen!). Das Relais übernimmt dann die Steuerung der zu schaltenden Geräte. Für die Transistoren T 1 ... 3 sind auch hier wieder Exemplare mit Stromverstärkungsfaktoren um 50 und höher anzuraten.
In Bild 27 ist zusätzlich gezeigt, wie eine direkte Ausnutzung des Umschaltvorganges ohne Verwendung von Relais oder sonstigen mechanischen Kontakten vorzu-

nehmen ist. Der Trigger steuert einen Schalttransistor T 4 an, in dessen Kollektorkreis die Lampe La liegt (hier kann auch ein kräftiges Relais eingeschaltet werden, falls die Einschaltung eines Relais im Trigger an Stelle R 1 oder R 2 mangels geeigneter Relais nicht möglich wäre. Das gilt auch für Bild 18a!). Wie bereits gesagt, ist bei fehlender Beleuchtung der Selenzellen der Transistor T 3 gesperrt. An seinem Kollektor steht dann eine negative Spannung, die T 4 durchsteuert und La zum Leuchten bringt. Sobald Licht mit einer durch P 1 gewählten Mindeststärke auf die Selenzelle fällt, schaltet der Trigger um, T 3 schaltet durch, womit die Spannung am Kollektor dieses Transistors bis auf einen gewissen Restwert zusammenbricht. Dadurch wird T 4 gesperrt, und die Lampe verlischt. In dieser Form ist das Gerät gut als Demonstrationsmodell geeignet, um das plötzliche Umschalten des Triggers bei allmählichem Lichtwechsel auf der Selenzelle zu zeigen. Falls das Licht der Lampe La (für die hier zwei in Serie geschaltete 6-V-/0,05-A-Lampen in Frage kommen) auf die Selenzelle trifft, entsteht eine Art „optischer Rückkopplung", da sich dann die Lampe La beim Aufleuchten jeweils durch ihr eigenes Licht wieder ausschaltet. Sie beginnt zu flackern, was u. U. sogar ein — nicht vorhandenes — unstabiles Arbeiten des Triggers vortäuschen kann.
Beim Durchschalten des Transistors T 3 bleibt an dessen Kollektor noch eine gewisse Restspannung (1 . . . 1,5 V) stehen, die durch den Spannungsabfall am 200-Ω-Widerstand zustande kommt, der beiden Triggertransistoren gemeinsam ist. Deshalb kann der Transistor T 4 vom Trigger nicht unmittelbar angesteuert werden. Er sperrte dann — durch die Restspannung verursacht — nicht vollständig, d. h., ein gewisser Reststrom würde über La fließen, der zwar dort nicht stört, aber den Schalttransistor T 4 unnötig belastet, u. U. überlastet und außerdem Verluststrom darstellt. Um diese Restspannung zu unterdrücken, wird in Serie mit der Basis von T 4 eine kleine Sperrbatterie in der gezeigten Polung (Bild 27) gelegt. Sie kompensiert die

Restspannung und sorgt für völlige Sperrung von T 4. Sobald T 3 sperrt, überwindet die dann an dessen Kollektor stehende, fast volle Betriebsspannung die Batteriespannung, so daß T 4 wie gewohnt angesteuert wird. Eleganter wäre diese Restspannungsunterdrückung (das Problem tritt immer auf, wenn Trigger oder ähnliche Schaltungen nachfolgende Transistorstufen ansteuern sollen) mit einer Zenerdiode zu lösen. Diese Dioden, die — in Sperrrichtung betrieben — erst oberhalb einer gewissen „Zener"-Durchbruchsspannung (meist bei 5 ... 7 V) durchlässig werden, sind leider noch selten im Handel erhältlich, so daß man vorerst zu der Lösung mit Sperrbatterie greifen muß. Hierfür genügt eine kleine 1,5-V-Trockenzelle oder ein 2-V-Trocken-Kleinakku, da die Sperrzelle praktisch nicht oder kaum entladen bzw. bei gesperrtem T 3 durch den Basisstrom von T 4 sogar geladen wird. Sie kann deshalb fest eingelötet werden. Falls der für T 4 zulässige Kollektorstrom (max. etwa 100 mA) noch nicht ausreicht, wenn an Stelle La stärkere Verbraucher direkt eingeschaltet werden sollen, kann man einen weiteren Leistungstransistor (Typ OC 831 oder ähnlichen 1 ... 4-W-Typ) zufügen. Der Emitter von T 4 wird dann direkt mit der Basis des Leistungstransistors verbunden, dessen Emitter kommt an Masse. In den Kollektorkreis des Leistungstransistors können nun bedeutend stärkere Verbraucher (z. B. Niedervolt-Heizwiderstand für den Thermostaten nach Abschnitt B, 4.) direkt eingeschaltet

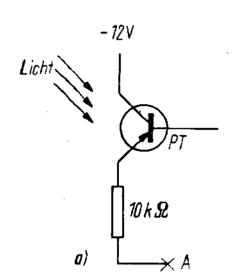


Bild 28a. Foto-Transistor als Lichtempfänger. Siehe Texthinweise

werden. La wird dann durch einen 200-Ω-Widerstand ersetzt.
Abschließend noch einige andere Lösungen für das lichtempfindliche Organ, das man an Stelle der Selenzelle bei A in Bild 27 anschließen kann. Bild 28a zeigt die Verwendung eines Fototransistors. Spezielle Fototransistoren sind in der DDR zur Zeit noch nicht greifbar, jedoch eignen sich auch normale Transistoren, wenn sie ein lichtdurchlässiges Gehäuse besitzen. Transistoren der DDR-Produktion haben derzeit sämtlich Metallkappen. Man kann nun z. B. eine Ecke eines OC 810 oder ähnlichen Typs (auch die billigen GTr und 2.-Wahl-Exemplare genügen oft schon) vorsichtig auffeilen und möglichst schnell wieder mit einem aufgekitteten Zelluloidplättchen verschließen, das als Lichtfenster dient (Kollektorseite auffeilen!). Die unweigerlich eindringende Luftfeuchte führt allerdings meist mehr oder weniger schnell zur Vergiftung und Zerstörung der Kristalloberfläche. Immerhin ist dieser Weg für Experimentalzwecke gangbar. Sehr günstig sind dagegen Import-Transistoren der Typen OC 44, 45, OC 71 u. a., die zeitweise im Handel angeboten werden. Sie haben lichtdurchlässige Gehäuse, der Decklack kann mit etwas azetonbefeuchteter Watte leicht abgewaschen werden. Mit einem so präparierten OC 71 — dessen Basis, wie Bild 28a zeigt, nicht angeschlossen wird — gelang es in der Schaltung nach Bild 27, das Ausschalten der Lampe bei hellem Tageslicht lediglich durch

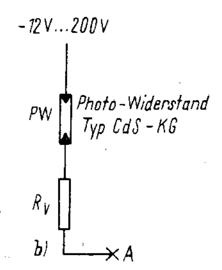


Bild 28b. Fotowiderstand als Lichtempfänger. Siehe Texthinweise

zusätzliche Beleuchtung des Fototransistors mit einem Feuerzeug aus etwa 30 cm Abstand zu erreichen. Dabei war die Änderung der Lichthelligkeit auf dem Fototransistor mit dem Auge nicht mehr wahrnehmbar. Bei entsprechender Einstellung von P 1 reagiert die Schaltung dann bei beliebiger Grundhelligkeit — von völliger Dunkelheit bis zum Sonnenlicht — bereits auf die geringsten Lichtänderungen. Leider hat der Fototransistor einen wesentlichen Nachteil: seine Temperaturabhängigkeit. Änderungen der Umgebungstemperatur wirken sich dabei wie Helligkeitsänderungen aus. Dieser Nachteil könnte prinzipiell in der Schaltung kompensiert werden (Heißleiter), was aber für den Amateur zu aufwendig ist und nicht lohnt.

Eine sehr zweckmäßige und zuverlässige Lösung ist dagegen mit einem Kadmiumsulfid-Fotowiderstand möglich, der nach Bild 28b angeschlossen wird (Hersteller: VEB Carl Zeiss Jena, Typ CdS-KG). Die wirksame Fläche ist hier ein Spalt von etwa 1 × 3 mm Ausmaß! Diese — leider nicht ganz billigen — Fotowiderstände haben im Dunkeln einen hohen Widerstand, der mit Lichteinwirkung schnell absinkt. Temperaturkompensation macht sich nicht erforderlich, die Lichtempfindlichkeit ist nicht viel geringer als beim Fototransistor. Der Schutz-Vorwiderstand Rv beträgt für 12-V-Betrieb 25 kΩ. Der Fotowiderstand kann aber auch mit einer Spannung bis zu 200 V betrieben werden, dann beträgt Rv 400 ... 500 kΩ, wobei die Lichtempfindlichkeit bedeutend steigt. Bereits das Licht einer Kerze aus mehreren Metern Abstand genügt dann zur sicheren Auslösung der Schaltung! — Nach den hier gegebenen Hinweisen kann der Dämmerungsschalter über seinen eigentlichen Aufgabenbereich hinaus jeder speziellen Forderung angepaßt werden.

Für die Verwendung als Lichtschranke sei auf die Möglichkeit hingewiesen, die Reichweite und Lichtempfindlichkeit durch Vorsetzen einer Sammellinse (Lichtempfänger in deren Brennpunkt) ganz erheblich zu steigern.

D ZEITGEBER

1. Belichtungsschaltuhr mit Röhre für die Dunkelkammer

Wie einleitend schon gesagt, ist der überwiegende Teil elektronischer Aufgabenstellungen vorteilhaft mit Halbleitern zu lösen, die gerade auf dem Amateursektor billigere Lösungen erlauben als die „klassische" Röhren-Schaltungstechnik.
Die im folgenden beschriebene Belichtungs-Schaltuhr (Bild 29) arbeitet mit einer Röhre und ist einfach und unkompliziert aufzubauen (geeignet besonders für den mit Halbleitern noch weniger vertrauten Amateur!). An Stelle der Röhre EC 92 kann auch jede andere, datenähnliche Röhre verwendet werden (z. B. 1/2 ECC 81

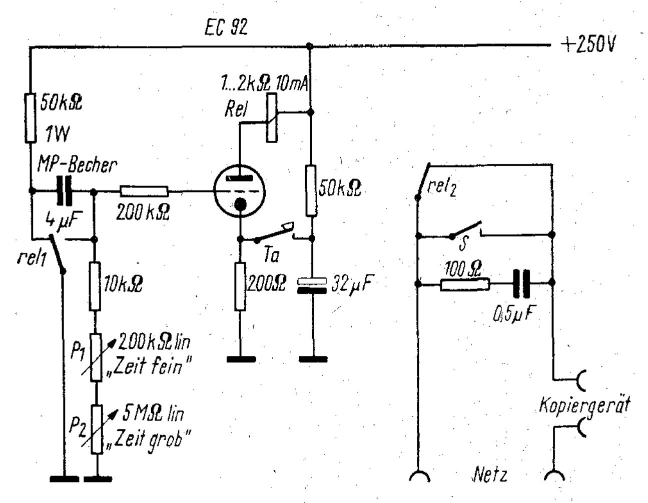


Bild 29. Einfache Belichtungsschaltuhr mit Transistoren für die Foto-Dunkelkammer

oder sogar die in vielen Bastelkisten noch schlummernde P 2000). Die Anodenspannung von etwa 220 ... 250 V gewinnt man in der üblichen Art, ggf. sogar mit einem billigen Allstrom-Netzteil. Bei höheren Ansprüchen an die Zeitgenauigkeit (für Dunkelkammerpraxis nicht unbedingt notwendig) kann die Anodenspannung in üblicher Form stabilisiert werden (Abschnitt A, 1.1). Wenn die Röhre über Vorwiderstand geheizt wird, ist diese Schaltung auch für den auf das Gleichstromnetz angewiesenen Amateur brauchbar.
Nach dem Einschalten und Einsetzen des Anodenstromes der Röhre zieht das Relais Rel an und schaltet mit seinem Kontakt rel 2 das Kopierlicht ab. Über rel 1 wird das Gitter an Masse gelegt und aus der Anodenspannung der 4-μF-Kondensator (MP-Becherkondensator mit guter Isolation) über den 50-kΩ-Widerstand aufgeladen. Sobald man jetzt Taste T drückt, gelangt die in dem 32-μF-Elko gespeicherte Spannung an die Röhrenkatode, die dadurch kurzzeitig so stark positiv wird, daß die Röhre sperrt. Relais Rel fällt ab und schaltet mit rel 2 das Kopierlicht an. Schalter S parallel zu rel 2 ist der „Dauerlichtschalter" für die Einstellung des Kopiergerätes, die RC-Kombination 100 Ω/0,5 μF dient der Kontaktfunkenlöschung. Gleichzeitig wird rel 1 umgelegt und der linke, positiv geladene Pol des 4-μF-Kondensators an Masse gelegt. Damit tritt die Kondensatorspannung mit Minuspol am Gitter auf und hält die Röhre gesperrt, auch wenn T wieder geöffnet wird bzw. der 32-μF-Elko sich über den Katodenwiderstand entladen hat. Über P 1 und P 2 entlädt sich jetzt allmählich der 4-μF-Kondensator. Die Schnelligkeit der Entladung — und damit Dauer der Belichtung — hängt von der Einstellung des P 1 („Zeit fein") und P 2 („Zeit grob") ab, mit diesen Reglern wird die Belichtungszeit gewählt. Sobald der Kondensator bis auf wenige Volt entladen ist, öffnet die Röhre wieder, Rel zieht an, unterbricht die Belichtung und sorgt durch Umlegen seines Kontaktes rel 1 für sofortige Neuaufladung des 4-μF-Kondensators. Damit ist die Schaltung für den nächsten Belichtungsvorgang bereit. — Mit den für P 1

und P 2 angegebenen Werten sind Belichtungszeiten von etwa 0,3 s bis 3 min erreichbar. Um bei den kürzesten Belichtungszeiten zu vermeiden, daß die Belichtung länger dauert, als eingestellt (falls Taste T zu lange gedrückt wird), leitet man die Belichtung durch den Entladestromstoß des 32-µF-Elkos ein. Dieser wird nach etwa $^{1}/_{10}$ s bereits über den Katodenwiderstand so weit entladen, daß die Röhre wieder Anodenstrom ziehen kann, auch wenn zu diesem Zeitpunkt T noch geschlossen ist. Dadurch bleibt die Belichtungszeit völlig unabhängig von der Betätigungsdauer der Auslösetaste T. Der Aufbau des Gerätes ist unkritisch. Die Taste T und der Dauerlichtschalter S sollen möglichst griffgünstig neben dem Kopiergerät angeordnet sein. T kann dabei auch als Fußtaste ausgebildet werden. Beim Aufbau ist jedoch auf sehr gute Isolation der Gitterleitungen sowie der Anschlußleitungen zu P 1, P 2 und rel 1 zu achten, um die Genauigkeit der langen Zeiten nicht zu verschlechtern. Die Eichung von P 1 und P 2, deren Bedienungsknöpfe mit großen, bei Dunkelkammerbeleuchtung erkennbaren Skalen versehen werden, geschieht zweckmäßig mit der Stoppuhr.

2. Belichtungsschaltuhr mit Transistoren

Bild 30 zeigt die Schaltung einer Belichtungsschaltuhr mit Transistoren. Die Stromversorgung erfolgt aus drei in Serie geschalteten Taschenlampenbatterien. Denkbar ist auch Netzbetrieb, wobei eine von einem Trafo gelieferte Wechselspannung von etwa 10 V ~ (Reihenschaltung von 4-V- und 6-V-Heizwicklung eines üblichen Radio-Netztrafos) mit einer aus 4 Germanium-Flächendioden OY 100 bestehenden Brückengleichrichterschaltung (Graetzschaltung) gleichgerichtet werden könnte. Dabei wäre ein Ladeelko von etwa 250 µF (12 V) erforderlich. Da der Ruhestromverbrauch dieser Schaltuhr aber weit unter 1 mA liegt und auch während der Belichtung nicht über etwa 20 mA steigt, ergeben Taschenlampenbatterien eine so lange Betriebszeit, daß der Aufwand der Netzspeisung kaum lohnt.

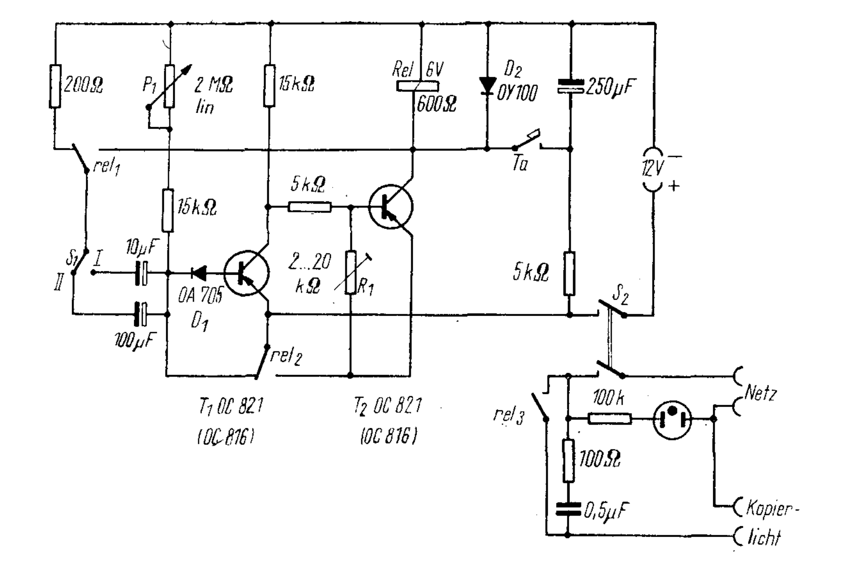


Bild 30. Belichtungsschaltuhr mit Transistoren für Batteriebetrieb

Im Ruhezustand ist Relais Rel abgefallen und hat mit rel 3 das Kopierlicht abgeschaltet. Eine Netzglimmlampe zeigt die Betriebsbereitschaft (S 2 ein) an. Beide Transistoren T 1 und T 2 (OC 821, auch OC 816 ist geeignet) sind stromlos.
Der Belichtungsvorgang wird durch Drücken der Taste Ta gestartet. Der 250-µF-Elko entlädt sich über das Relais und bringt dieses kurzzeitig zum Ziehen. Wie schon im vorigen Abschnitt begründet, dient diese Methode des Startens dazu, ungewollte Belichtungsverlängerung durch zu lange gedrückte Taste zu verhindern. Wegen der hier erforderlichen Relaisdaten muß der Start-Elko 250 µF aufweisen, damit das Relais sicher anzieht. Rel schaltet jetzt seine Kontakte rel 1 und rel 2 um, wobei durch geeignete Justierung der Relaisfedern dafür zu sorgen ist, daß rel 1 etwas früher als rel 2 umschaltet. Über rel 1 wird der jeweils mit S 1 (Zeit grob) eingeschaltete zeitbestimmende Elko 10 µF oder 100 µF, der auf Betriebsspannung aufgeladen ist, jetzt mit dem Kollektor von T 2 verbunden. Seine Ladung liegt daher mit Plus an Diode D 1 und sperrt diese, womit auch T 1 gesperrt ist. Am Kollektor von T 1 steht daher die volle Betriebsspannung, so daß T 2 durchgesteuert ist und das Relais durch seinen Kollektorstrom gezogen bleibt. Inzwischen wird der zeitbestimmende Elko an S 1 umgeladen über P 1 (Zeit fein) 15 kΩ, Elko 10 µF oder 100 µF, S 1, rel 1, Kollektor T 2, Emitter, Plus. Wie ersichtlich, arbeitet man nicht wie in üblichen Schaltungen mit einer Kondensator*entladung*, sondern mit einer Umladung des Kondensators gegen die umgepolte Batteriespannung. Dadurch wird der die Genauigkeit verschlechternde flache Teil der Entladekennlinie des Kondensators umgangen und als Umschaltkriterium der Zeitpunkt der Kondensatorspannung Null benutzt, der auf einem relativ steilen Teil der Kennlinie liegt. Hierdurch erreichen wir eine sehr gute Zeitgenauigkeit. Sobald die Spannung am Pluspol des zeitbestimmenden Kondensators Null ist bzw. eben negativ zu werden beginnt, öffnet die Diode D 1, T 1 bekommt Basisstrom, womit am Kollektor T 1

— und damit auch an der Basis von T 2 — das Potential absinkt. Die daraus resultierende Kollektorstromverringerung von T 2 wird über rel 1 und S 1 als Spannungsimpuls auf den Zeitkondensator übertragen und führt sofort zur vollen Durchsteuerung von T 1 und damit Sperrung von T 2. Dadurch fällt das Relais ab, und beide Transistoren werden wieder stromlos. Die Abschaltung erfolgt also sprunghaft, was ebenfalls der Zeitgenauigkeit zugute kommt und für das Relais definierte Schaltverhältnisse schafft (die sonst übliche „schleichende" Kontaktdruckverringerung wird umgangen).
Die Diode D 1 soll hohen Sperrwiderstand haben und möglichst auf geringen Sperrstrom (max. 150 μA bei — 100 V und 20 °C) ausgesucht sein. Andere Dioden als die OA 705 sind — falls auf die Erreichung langer Schaltzeiten Wert gelegt wird — kaum brauchbar. Auch der Transistor T 1 soll auf geringen Sperrstrom ausgewählt werden (max. 50 μA bei offener Basis und $-U_c = 4{,}5$ V bei 20 °C). Beide Maßnahmen bezwecken eine geringstmögliche Rückentladung des zeitbestimmenden Elkos über die Halbleitersperrschichten, die ja dem Zeiteinstellregler P 1 parallelliegen (der hier mit 2 MΩ sehr hoch gewählt werden kann, da er nicht den zur Durchsteuerung von T 1 erforderlichen Basisstrom aufzubringen braucht). Auch die Elkos an S 1 sollen deshalb so wenig wie möglich Reststrom aufweisen. Moderne, neuwertige Kleinelkos erfüllen diese Forderung ausreichend, wenn sie vor Einbau einige Stunden mit der Betriebsspannung vorformiert werden (direkt an Batterie anschließen). P 1 wird wieder mit einer gut-erkennbaren Skala versehen und mit der Stoppuhr in Sekunden geeicht. In Stellung I von S 1 ergibt sich dann ein Zeitbereich von etwa 0,2 bis 15 s, in Stellung II 2 s bis 2 min. Falls ein hochwertiger Elko mit 1000 μF zur Verfügung steht, kann S 1 eine dritte Stellung erhalten, die dann Schaltzeiten bis 20 min zuläßt, wenn die genannte Forderung nach geringsten Rest- und Sperrströmen erfüllt ist. Der Widerstand R 1 wird je nach Transistorexemplar T 2 so eingestellt, daß bei ge-

zogenem Relais zwischen Kollektor und Emitter von T 2 eine Spannung von 1 V steht. Er kann dann durch einen Festwiderstand gleichen Wertes ersetzt werden. Diese Schaltung ergibt eine außerordentlich hohe und weitgehend von der Umgebungstemperatur unabhängige Zeitkonstanz. Die Stromverstärkungsfaktoren der Transistoren sind in dieser Schaltung von zweitrangiger Bedeutung. Die ganze Anordnung kann in einem kleinen Kästchen eng aufgebaut und direkt am Kopier- oder Vergrößerungsgerät angebracht werden bzw. bei üblichen Vergrößerungsgeräten sogar flach aufgebaut unter dem Grundbrett des Gerätes Platz finden. Dabei können P 1, S 1, S 2 und Ta durch das Brett ragen.

3. Elektronische Morsetasten

Elektronische Morsetasten, auch „El-bugs" (engl. electronic bug) genannt, erfreuen sich im Amateurfunk zunehmender Beliebtheit. Zweck und prinzipielle Konstruktion können als bekannt vorausgesetzt werden, so daß hier nur die Schaltungsbeschreibung interessiert. Da diese Aufgabenstellung am vorteilhaftesten mit Transistoren lösbar ist, wird auf die Behandlung von Röhrenschaltungen verzichtet. Im folgenden sind drei Varianten beschrieben, die zeigen, wie die Lösung einer Aufgabe mit verschiedenen elektronischen Grundschaltungen möglich ist. Beim Aufbau einer solchen Morsetaste muß man sich allerdings darüber im klaren sein, daß ein gewisser Mindestaufwand unumgänglich ist; denn ein El-bug, dessen Zeichenqualität im wesentlichen vom Geschick des Bedienenden abhängt, verfehlt seinen Zweck natürlich völlig. Die in der Literatur gelegentlich anzutreffenden Schaltungen, bei denen die Zeichen- und Pausenlängen von den mechanischen Eigenschaften der benutzten Relais (Differenz zwischen Anzugs- und Abfallstrom, verzögertes Abfallen durch langsam absinkende Relaisströme usw.) abhängen, sind daher gerade wegen ihrer scheinbaren Einfachheit mit Skepsis zu betrachten. Wie im folgenden gezeigt wird, liegt der Aufwand für die Erzielung eines definierten

Schaltpunktes für das Relais nicht viel höher, zumal dann mit nur einem Relais auszukommen ist, das man unter bestimmten Voraussetzungen auch noch entbehren und durch eine rein elektronische Sendertastung ohne bewegte Kontakte ersetzen kann. Die allgemeine Aufgabenstellung verlangt grundsätzlich einen Taktgeber, der durch den Tasthebel gesteuert wird. Hierfür kommen die Grundprinzipien des Schmitt-Triggers und des Multivibrators in Betracht.

3.1 Elektronische Morsetaste nach dem Schmitt-Trigger-Prinzip

Bild 31 zeigt eine einfache elektronische Morsetaste nach dem Prinzip des Schmitt-Triggers. Im Ruhezustand (Tasthebel Ta in Mittelstellung) ist Transistor T 1 gesperrt, Relais Rel abgefallen, T 2 geöffnet. C 1 und C 2 sind auf Betriebsspannung aufgeladen. Wird der Tasthebel Ta auf Strichtastung gelegt, so gelangt die Ladung von C 1 über rel 1 und Ta zur Basis von T 1, wodurch T 1 durchgesteuert wird und Rel anzieht. rel 3 tastet den Sender, rel 1 schaltet C 1 auf den 20-Ω-Entladewiderstand, so daß C 1 sofort entladen wird. Kontakt rel 2 schaltet dafür C 2 an Ta und damit an die Basis von T 1, so daß T 1 durchgesteuert und Rel gezogen bleibt, bis sich C 2 über R 2 (mit dem die Strichlänge einmalig eingestellt wird) entladen hat. Sobald die Spannung an C 2 einen bestimmten Wert (Schwellwert des Triggers) unterschritten hat, schaltet der Trigger sprunghaft zurück, d. h., T 1 sperrt, während der Hilfstransistor T 2 wieder leitend wird. Rel fällt ab (Zeichenpause), rel 2 schaltet C 2 wieder auf Batterie-Minus um, wodurch C 2 über P 1 sofort wieder aufgeladen wird. rel 1 schaltet den jetzt entladenen Kondensator C 1 wieder an die Tastleitung. C 1 wird nun über R 1 (Pausenlänge) allmählich wieder nachgeladen, bis der Schwellwert des Triggers erneut erreicht ist. Dann schaltet der Trigger — falls Ta noch auf Strichtastung gelegt ist — erneut um, Rel zieht wieder usw.

Bei Punkttastung herrschen die gleichen Verhältnisse,

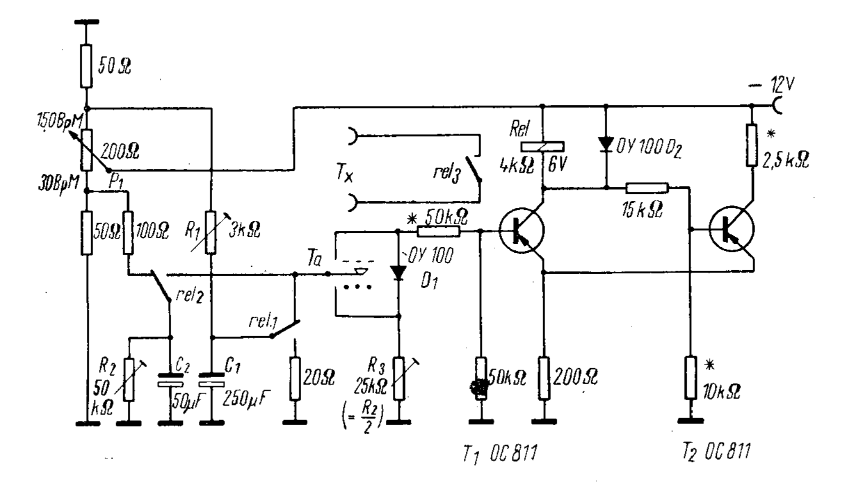


*Bild 31. Elektronische Morsetaste mit Schmitt-Trigger. *:Werte je nach Transistoren. Ankopplung der kontaktlosen Sendertastung (Bild 35) ist mittels Sperrbatterie am Kollektor von T_1 (hier nicht T_2!) möglich. Vgl. dazu Bild 27 und Text auf Seite 67, 68*

lediglich wird C 2 jetzt schneller entladen, da seinem Entladewiderstand R 2 jetzt R 3 (Punktlänge) parallelliegt, so daß die Dauer des Zeichens entsprechend kürzer wird. Bei Strichtastung kommt R 3 nicht zur Wirkung, da die Diode D 1 dann in Sperrichtung gepolt ist, während sie bei Punkttastung in Durchlaßrichtung betrieben wird. Die Veränderung der Tastgeschwindigkeit erfolgt einfach durch Änderung der Ladespannung für C 1 und C 2 und wird mit P 1 vorgenommen. Wie in Bild 31 angeschrieben, kann die Tastgeschwindigkeit damit zwischen etwa 30 und 150 BpM geändert werden. Der Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß die Strich-, Punkt- und Pausenlänge getrennt voneinander ohne gegenseitige Rückwirkung einstellbar ist und das Verhältnis dieser Einstellungen untereinander auch bei Änderung der Tastgeschwindigkeit stets konstant bleibt. Für die einwandfreie Funktion hat die Justierung der Relaiskontakte Bedeutung; sie wird durch vorsichtiges Biegen der Kontaktfedern leicht erreicht. Das Relais kann ein normales robustes Postrelais üblicher Ausführung mit den in Bild 31 angegebenen Daten sein. Die Kontakte rel 1 und rel 2 sollen Folgekontakte sein, d. h., der jeweilige Ruhekontakt öffnet, bevor der Arbeitskontakt schließt (beim langsamen Drücken des Ankers von Hand erkennbar). Dabei soll beim Anziehen des Ankers der Arbeitskontakt von rel 2 schließen, bevor der Ruhekontakt von rel 1 öffnet. Anderenfalls wird der Trigger unstabil.
Die Einstellung der Regler für die Zeichenlängen geschieht in der Reihenfolge R 1 (bestimmt mit C 1 die Pausenlänge), danach R 2 (bestimmt mit C 2 die Strichlänge, sie muß gleich der Pausenlänge sein), zuletzt R 3, wobei R 3 den halben Wert von R 2 annimmt. Werden R 1 ... 3 als Festwiderstände ausprobiert, so kann nach Ermittlung des Wertes für R 2 ohne weiteres R 3 = 0,5 × R 2 eingesetzt werden. Die mit Sternchen gekennzeichneten Werte sind von den jeweiligen Transistor-Exemplaren abhängig und ggf. nach Versuch genau zu ermitteln. Alle Einstellungen werden bei mittlerer Tastgeschwindigkeit vorgenommen.

3.2 Elektronische Morsetaste nach dem Multivibrator-Prinzip

Bild 32 zeigt eine solche Morsetaste nach dem Prinzip des Multivibrators. Im Ruhezustand (Tasthebel Ta in Mittelstellung) ist Transistor T 1 teilweise durchgesteuert, T 2 gesperrt. Voraussetzung dafür: T 1 hat einen kleineren Stromverstärkungsfaktor als T 2. Da selten zwei Transistoren genau gleiche Werte haben, muß man dies durch Versuch ermitteln, sofern nicht Exemplare aus zwei verschiedenen Stromverstärkungsgruppen benutzt werden. Am Kollektor von T 2 steht daher die negative Betriebsspannung, so daß T 3 durchgesteuert ist. An Stelle des 5-kΩ-Kollektorwiderstandes dieses Transistors liegt jetzt das Sendertastrelais, das nur einen einfachen Ruhekontakt haben muß (Relais in den Tastpausen gezogen!) und dessen Wicklungswiderstand etwa 5 kΩ (unkritisch) betragen sollte. Es ist mit einer Schutzdiode nach Bild 13 zu versehen. Für die später gezeigte, rein elektronische Sendertastung (Bild 35) entfällt das Relais, am 5-kΩ-Widerstand wird dann die Tastspannung für die Einrichtung nach Bild 35 abgegriffen. Transistor T 3 wird noch mit einem Hilfsschalter S („Dauerstrich") versehen (vorteilhaft beim Betrieb!), der jedoch hier entfallen kann, wenn er schon am Sender vorhanden ist. Wird der Tasthebel Ta auf Punkttastung gelegt, so erhalten beide Transistoren Basisspannung (T 1 über R 1, T 2 über R 2 und die Diode D 2). Da R 1 = R 2 und C 1 = C 2 ist, arbeitet die Schaltung symmetrisch, d. h., die Umschaltzeiten sind gleich lang. Dementsprechend wird T 3 in gleich langen Intervallen auf- und zugesteuert, und das an Stelle des 5-kΩ-Widerstandes zu denkende Tastrelais tastet eine Punktfolge. Ihr Tempo kann durch Änderung der Basisvorspannungen für den Multivibrator mit P 1 zwischen etwa 30 und 150 BpM geändert werden.

Bei Strichtastung ist demgegenüber lediglich die Länge der Sperrung von T 3 (entspricht Durchsteuerung von T 2) auf den dreifachen Wert zu vergrößern.

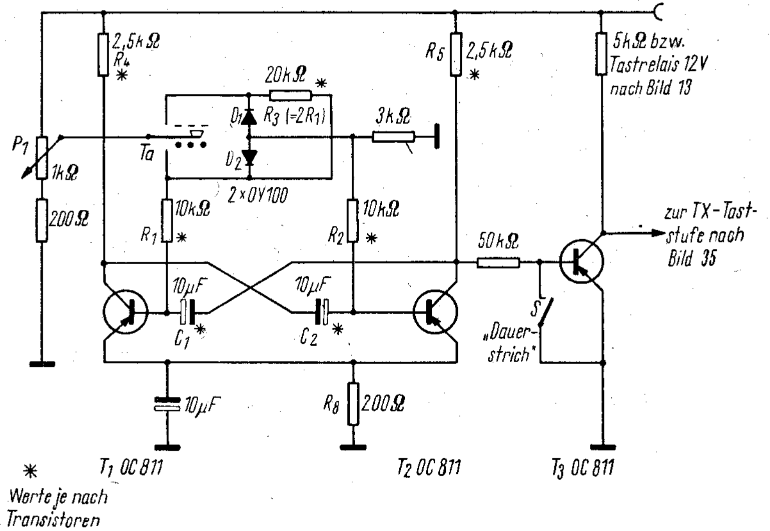


Bild 32. Elektronische Morsetaste mit Multivibrator. An Stelle des Kollektorwiderstandes von T 3 kann ein Tastrelais nach Bild 13 gesetzt werden. Kontaktlose Tastung nach Abschnitt D, 3.4 ist möglich. T 1 soll etwas geringeren Stromverstärkungsfaktor als T 2 haben

Das kann einfach durch Verdreifachung des Wertes für R 1 geschehen. Bei Strichtastung legt man daher R 3 mit R 1 (= 2 × R 1) in Serie. R 2 erhält seine Vorspannung jetzt über die Diode D 1. Damit wird bei gleichbleibender Pausenlänge die Zeichenlänge verdreifacht. Die Dioden D 1 und D 2 sorgen dabei für die Abriegelung unerwünschter Stromläufe. Die mit Sternchen gekennzeichneten Werte sind transistorabhängig und müssen möglicherweise durch Versuch genau ermittelt werden. Dabei ist R 2/C 2 maßgebend für die Pausenlänge, R 1/C 1 für die Punktlänge. R 3 bekommt abschließend den doppelten Wert von R 1. Die eingetragenen Werte stellen Mittelwerte dar, von denen bei der Ersterprobung zweckmäßig auszugehen ist. Eine Änderung der C-Werte (wobei stets C 1 = C 2 sein soll) wird nur in ungünstigen Fällen nötig sein. Diese Schaltung hat den Vorzug, daß sie funktionell ohne Relaiskontakte auskommt, eine Grundvoraussetzung für eine rein elektronische (kontaktlose) Sendertastung. Durch den Hilfstransistor T 3 werden an ein eventuelles Tastrelais keinerlei besondere Anforderungen mehr gestellt. Eine handbetätigte Morsetaste kann man an Stelle des Schalters S anschließen.

3.3 Hochwertige elektronische Morsetaste mit 9 Transistoren

Von einem auch höchsten Anforderungen genügenden El-bug wird gefordert, daß er auch bei größten Telegrafiergeschwindigkeiten eine exakte, von allen äußeren Einflüssen unabhängige Zeichentastung gewährleistet, insbesondere bei etwas unsauberem Geben. Wie schwierig es ist, diesen Forderungen gerecht zu werden, zeigt die beschriebene Schaltung, die der Verfasser ursprünglich mit Röhren entwickelte (dabei wurden 5 Doppeltrioden benötigt). Durch Umstellung auf Transistoren wird jedoch der Aufwand auch für eine mittlere Amateurstation tragbar. Gleichzeitig ist der hier beschrittene Lösungsweg als typisch für die Schaltungsweise der modernen Impulstechnik anzusehen.

Die üblichen Morsetasten mittleren Aufwandes, wie sie in der Literatur beschrieben sind, stellen deshalb stets mehr oder weniger gute Kompromisse zwischen Aufwand und Tastgenauigkeit dar. Die dabei am häufigsten beobachteten Fehler, deren Ausschaltung den Aufwand steigert, sind einmal unkonstante Zeichenlängen, nicht exaktes Verhältnis von Punkt-, Strich- und Pausenlängen zueinander — insbesondere, wenn diese Zeitabschnitte durch abfallverzögerte Relais gebildet werden, deren Toleranzen dann in die Zeichengabe eingehen — sowie die Gefahr der Verstümmelung von Zeichen, falls der Tasthebel vor Ablauf eines Zeichens umgelegt wird. Der zuletzt genannte Nachteil kann mit etwas Übung weitgehend vermieden werden, er haftet auch den unter 3.1 und 3.2 gezeigten Schaltungen noch an, da diese in erster Linie auf gute Zeichenkonstanz (eine Eigenschaft, die dem Einfluß des Bedienenden entzogen ist) ausgelegt wurden.
Bild 33 zeigt eine Taste, die diese Nachteile umgeht und in jedem Falle normgerechte Zeichen ergibt. Selbst bei unsauberer Bedienung kann nur entweder gar kein oder ein normgerechtes Zeichen entstehen.
Bekanntlich sind die Zeichenlängen genormt, es entspricht eine Punktlänge einer Pausenlänge, eine Strichlänge dagegen drei Punkt- oder Pausenlängen. Strich zu Punkt zu Pause verhalten sich also wie 3:1:1. Da auf jedes Zeichen eine Pause folgt, kann sie organisch als zum Zeichen gehörig aufgefaßt werden, d. h., es entspricht Strich + Pause = 3 + 1 = 4 Zeiteinheiten, Punkt + Pause = 1 + 1 = 2 Zeiteinheiten. Falls es gelingt, die Zeiteinheiten untereinander konstant zu halten und die Einheit Strich + Pause durch Verdoppelung einer Einheit Punkt + Pause zu bekommen, kann eine gesonderte Regelung von Pausen- und Strichlänge entfallen: Die Zeichenzusammensetzung erfolgt bei jedem Gebetempo zwangsläufig exakt nach „Norm“.
Bild 34 stellt ein Impuls-Diagramm dar, aufgeteilt nach Zeitschritten. Diagramm a zeigt eine Punkt-Tastung mit zeitgleichen Pausen, Diagramm b im gleichen Zeitmaßstab eine Strichtastung, Diagramm c eine Punkt-

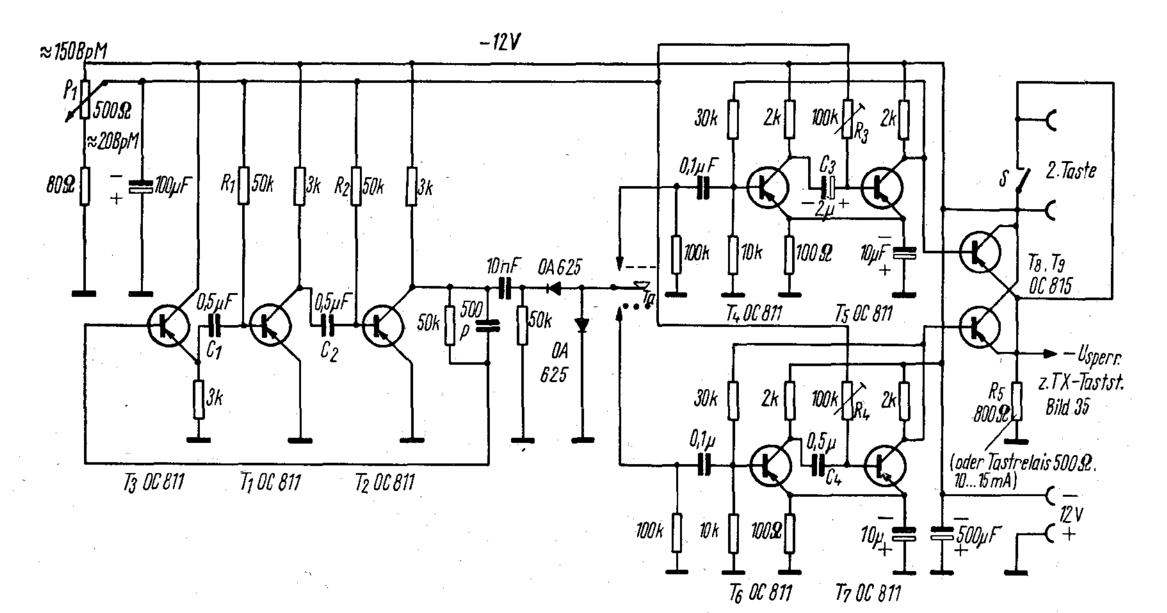


Bild 33. *Hochwertige elektronische Morsetaste. Erklärung siehe Text*

Strich-Tastung als eine der möglichen Kombinationen aus a und b. Wie hier schon sichtbar wird, tritt innerhalb der Zeitfolge eine Verschiebung der Strichlage ein, und zwar überdeckt der erste Strich die Pause in der Strichfolge nach b, während der zweite Strich sich mit b zeitlich deckt. Es ist daher nicht ohne weiteres möglich, die Strichfolge durch einfache Zeitverdopplung der Punktimpulse zu gewinnen, da dann bei Punkt-Strich-Umtastung Unstimmigkeiten in den Pausenlängen auftreten würden. Das ist bei der Schaltungsentwicklung zu beachten.

Als Zeiteinheit wird eine Rechteckschwingung (Mäanderschwingung) entsprechend Diagramm d gewählt. Dabei entspricht eine Rechteckschwingung dem Zeit-

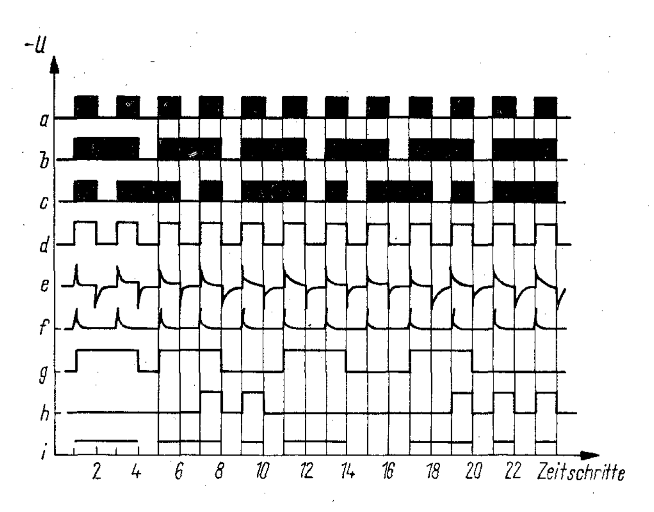


Bild 34. Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 33. Erklärung im Text. a) Punktfolge, b) Strichfolge, c) Punkt-Strich-Tastung, d) Impulsform am Kollektor von T 2, e) die gleiche hinter dem Differenzierglied 10 nF/50 kΩ, f) Nadelimpulsfolge am Tasthebel, g) Strichgeber-Impulse am Kollektor von T 5, h) Punktgeber-Impulse am Kollektor von T 7, i) vom Tastrelais getastetes bzw. an R 5 auftretendes Zeichen „QD“

schritt Punkt + Pause. Diese Schwingung ist in ihrer Frequenz regelbar und bestimmt das Gebetempo.

In der Schaltung nach Bild 33 gibt es zur Erzeugung dieser Schwingung einen ständig durchschwingenden „Muttergenerator", der als Transistor-Multivibrator mit T 1 und T 2 aufgebaut ist. Da übliche Transistor-Multivibratoren keine ganz exakte Rechteckkurve (scharfe Flanken der Impulse) abgeben, die hier jedoch benötigt wird, dient ein dritter Transistor T 3 der Verbesserung der Impulsflankenform. Die Vorderflanke des Rechtecks (Bild 34d, Zeitschritt 1, 3, 5 usw.) dient jetzt als Kriterium für die Auslösung der Zeichengeberstufen. Die Frequenz des Muttergenerators (entspricht Gebetempo) wird durch Regelung der Basisvorspannung mit P 1 (dem einzigen betriebsmäßig zu bedienenden Regler) geändert, R 1/C 1 und R 2/C 2 sind die zeitbestimmenden Glieder, wobei stets R 1 = R 2 und C 1 = C 2 sein muß. Am Kollektor von T 2 kann dann eine ständige Schwingung nach Bild 34d abgegriffen werden. Sie wird über das RC-Glied 10 nF/50 kΩ differenziert (in Nadelimpulse umgewandelt) und hat dann die Form nach Bild 34e. Durch zwei Germaniumdioden OA 625 werden die störenden positiven Spitzen (Zeitschritte 2, 4, 6 usw. in Bild 34e) beseitigt, so daß am Tasthebel TA eine Nadelimpulsfolge nach Bild 34f steht. Wie aus Bild 34 erkennbar, fällt jeder dieser Nadelimpulse mit dem Beginn eines Zeichens zusammen. Je nach Stellung des Tasthebels wird der Nadelimpuls entweder an den Punktgeber (T 6, T 7) oder den Strichgeber (T 4, T 5) weitergeleitet, der, durch jeden eintreffenden Nadelimpuls ausgelöst, ein normgerechtes Zeichen formt.

Die Zeichengeber sind bis auf die unterschiedlichen Zeitkonstanten (R 3/C 3 bzw. R 4/C 4) gleichartig aufgebaut und stellen monostabile Multivibratoren dar, wie man sie als Impulsformerstufen in der gesamten Impulstechnik weitgehend benutzt. Auf ihre Theorie kann hier nicht näher eingegangen werden, sie ist in der einschlägigen Fachliteratur eingehend behandelt.

Hier sei nur die prinzipielle Wirkungsweise kurz am Beispiel des Punktgebers (T 6, T 7) erläutert.
Im Ruhezustand ist T 7 durchgesteuert, da er über R 4 von P 1 her eine Basisvorspannung erhält. Sein Emitterstrom erzeugt an dem beiden Transistoren gemeinsamen 100-Ω-Emitterwiderstand einen Spannungsabfall, der T 6 sperrt. Sobald nun ein Nadelimpuls an die Basis von T 6 gelangt, wird T 6 leitend, wodurch die an seinem Kollektor stehende Spannung absinkt. Dieser Potentialsprung wird über C 4 auf T 7 übertragen und sperrt T 7, wodurch am Kollektor von T 7 negatives Potential auftritt. Da hier außerdem die Basis von T 6 über 30 kΩ angeschlossen ist, bleibt T 6 auch nach Abklingen des Nadelimpulses geöffnet, bis C 4 über R 4 so weit nachgeladen ist, daß bei T 7 wieder Basisstrom einsetzt. Das dadurch bedingte Absinken des Kollektorpotentials an T 7 wird über den 30-kΩ-Widerstand zur Basis von T 6 zurückgeführt, den man damit zusteuert. Das wiederum bewirkt einen Potentialanstieg am Kollektor von T 6, der über C 4 wiederum zur vollen Durchsteuerung von T 7 und Sperrung von T 6 führt, womit der Anfangszustand erreicht ist. — Das Eintreffen eines Nadelimpulses bei T 6 löst also ein sprunghaftes „Umklappen" der Verhältnisse aus (Sperren von T 7), wobei die Schaltung unabhängig von Form und Länge des Nadelimpulses nach einer gewissen, durch R 4 und C 4 bestimmten Zeit wieder „zurückklappt". Am Kollektor T 7 wird also jeder Nadelimpuls einen negativen Spannungsimpuls in Form eines Rechteckimpulses definierter Länge ergeben. Diesen Impuls führt man der Basis des Schalttransistors T 9 zu, so daß dieser während der Impulslänge geöffnet wird. In seiner Emitterleitung sei zunächst an Stelle von R 5 das Sender-Tastrelais angenommen, das daher entsprechend der durch R 4/C 4 gegebenen Impulslänge anzieht. Diese wird so festgesetzt, daß sie einer Punktlänge (einem Zeitabschnitt in Bild 34) entspricht. Damit arbeitet der Punktgeber bei auf Punkttastung stehendem Tasthebel TA dann synchron mit dem „Muttergenerator", und seine Kurvenform deckt sich mit Bild 34d.

Nach dem gleichen Prinzip arbeitet der Strichgeber mit T 4, T 5, lediglich ist die Zeichenlänge dort durch entsprechende Vergrößerung von C 3 (im Gegensatz zu C 4 im Punktgeber) gegenüber einer Punktlänge verdreifacht. Die genaue Strich- bzw. Punktlänge wird beim Erstabgleich einmalig mit R 3 bzw. R 4 eingestellt. Da die Zeitkonstanten das genau 1- bzw. 3fache der im Muttergenerator betragen müssen, ist mit einer Änderung der Frequenz des Muttergenerators auch die der Zeichengeber zu ändern. Deshalb erhalten R 3 und R 4 ebenso wie R 1 und R 2 ihre Vorspannung vom Gebetempo-Regler P 1. Bei Strichtastung entfallen auf jede Strichlänge zwei Nadelimpulse. Da bereits der erste eintreffende Nadelimpuls den Strich auslöst, bleibt der während des Striches eventuell bereits eintreffende nächste Nadelimpuls (vgl. Bild 34) wirkungslos, denn er würde ja auch nur ein Aufsteuern des dann bereits geöffneten Transistors T 4 bewirken.
Die etwas kompliziert anmutende Schaltung beseitigt tatsächlich allen den üblichen El-bugs noch anhaftenden Mängel. Zunächst kann am Tasthebel praktisch keinerlei Tastclick, BCI o. ä. gefürchtete und bei üblichen elektronischen Morsetasten oft schwer zu beseitigende Störung auftreten, da der Tasthebel nahezu während der gesamten Tastzeit stromlos ist (Bild 34f) und auch im Moment des durchgehenden Nadelimpulses an seinem Kontakt nur einige Volt Spannung bei einem Strom von nur wenigen Mikroampere auftreten. Selbst wenn der Tasthebel zufällig im Moment des nur Millisekunden währenden Nadelimpulses geöffnet wird, kann weder ein Click entstehen noch das Zeichen verstümmelt werden: Ein zufällig „zerrissener" Nadelimpuls löst den jeweiligen Zeichengeber entweder gerade noch aus — dann gibt dieser ein exaktes Zeichen ab —, oder es erfolgt keine Auslösung und damit auch kein Zeichen. Diese ungewöhnlich hohe Störsicherheit sei in Bild 34 am Beispiel einer absichtlich unsauer gegebenen Zeichenfolge „QD" (— — · — — · ·) gezeigt. Mit Zeitschritt 1 wird der Tasthebel TA auf „Strich" gelegt und dort bis zum Zeitschritt 6 belassen.

Nach Diagramm f löst der Nadelimpuls im Zeitschritt 1 den Strichgeber aus, der nächste Nadelimpuls bleibt wirkungslos. Nach Ablauf des Striches „klappt" der Strichgeber zurück, die anschließende Zeichenpause wird durch den dritten Nadelimpuls (Zeitschritt 5) beendet und der zweite Strich eingeleitet. Während dessen Ablauf sei der Tasthebel bereits auf „Punkt" umgelegt, wodurch im Zeitschritt 7 der Punktgeber ausgelöst wird. Da der Strichgeber den Schalttransistor T 8 (Bild 33) sowie der Punktgeber T 9 durchsteuert und beide Transistoren parallelliegen, bleibt der zusätzlich ausgelöste, zeitlich mit dem Strich zusammenfallende Punkt wirkungslos. Im Zeitschritt 8 ist der Strich beendet, nach Ablauf der Pause wird im Schritt 9 nur der Punktgeber ausgelöst, der einen Punkt tastet. Inzwischen liegt der Tasthebel schon wieder auf Strich, so daß im Zeitschritt 11 der Schlußstrich des „Q" gegeben wird. Nach dessen Einsetzen kann der Tasthebel bereits auf Mitte (Pause) zurückgenommen werden. Schon ab Zeitschritt 16 ist es möglich, den Buchstaben „D" durch Umlegen des Tasthebels auf Strich zu beginnen. Trotzdem läuft, wie erkennbar, die Pause in voller Länge ab. Nach Einsatz des Striches (Zeitschritt 17) kann der Tasthebel sofort wieder auf Punkttastung genommen werden, wobei im äußersten Fall ein zu zeitig kommender Punkt (Zeitschritt 19) mit dem Ende des Striches zusammenfällt. Nach Ablauf der zwei an den Strich anschließenden Punkte bzw. schon wieder ab Zeitschritt 23 bis Zeitschritt 25 kann man den Tasthebel auf Mitte nehmen. In Bild 34 zeigt Diagramm g die bei diesem Beispiel vom Strichgeber (Kollektor T 5), Diagramm h die vom Punktgeber (Kollektor T 7) abgegebene Impulsfolge und Diagramm i das vom Tastrelais (an Stelle R 5 in Bild 33) getastete Zeichen. Selbst bei sehr unsauberem Geben kann also nur entweder ein Punkt oder Strich zuviel oder zuwenig, niemals aber eine veränderte Zeichen- oder Pausenlänge entstehen. Dabei beträgt der Spielraum für die Umlegung des Tasthebels, innerhalb dem noch einwandfrei getastet wird, fast zwei Zeitschritte (doppelte Länge eines

Punktes). Damit ist auch bei sehr hohen Telegrafiergeschwindigkeiten eine exakte Zeichengabe möglich, zumal wenn die Gegenstelle Schreibempfang hat. Mit P 1 kann die Tastgeschwindigkeit zwischen etwa 20 bis 150 BpM geändert werden.
Die Widerstandswerte, insbesondere R 1 ... 5 sowie C 1 ... 4, sind abhängig von den Exemplarstreuungen. Ohne einige Vorversuche wird daher beim Aufbau nicht auszukommen sein. Vorteilhaft bei der Ersteinstellung ist ein Streifenschreiber, den man direkt an Stelle R 5 anschalten kann. Temperaturkompensationen sind nicht erforderlich, da alle Transistoren praktisch als Schalter betrieben werden, so daß das Gerät auch bei schwankender Umgebungstemperatur einwandfrei arbeitet. Wenn für R 5 ein Tastrelais entsprechenden Wertes benutzt wird, ist eine Schutzdiode nach Bild 13 vorzusehen. Die Stromversorgung kann aus Batterie oder über einen Gleichrichter mit nachfolgender guter Siebung aus dem Netz erfolgen. Für Handtastung ist ein Anschluß „2. Taste“ sowie der übliche „Dauerstrich“-Schalter S vorgesehen. Im übrigen eignet sich diese Schaltung gut zur Verbindung mit der im folgenden Abschnitt gezeigten kontaktlosen Sendertastung.

3.4 Kontaktlose Sendertastung

Von den im Amateurgebrauch üblichen Tastungsarten eines Senders eignen sich nur wenige für die Verbindung mit elektronischen Einrichtungen. Von vornherein scheiden Tastungsarten aus, bei denen Anoden-, Katoden- oder sonstige unmittelbar Betriebsspannung führende Stromkreise aufgetrennt werden. Da diese Tastarten auch zahlreiche andere Nachteile haben (schwer zu beseitigende Tastclicks und -chirps, BCI, TVI usw.), sollten diese auch technisch unschönen Tastungsarten bei modernen Amateursendern nicht mehr angewendet werden. Am günstigsten sind in jedem Fall die zahlreichen Abarten der Gittersperrspannungs-Tastung, die nahezu leistungslos erfolgen kann. Im allgemeinen tastet man dabei in der Pufferstufe des Senders, wobei

die Pufferröhre in den Tastpausen durch eine negative Sperrspannung gesperrt wird. Findet dabei eine Pufferröhre Verwendung, die mit geringer Sperrspannung auskommt, so kann diese Sperrspannung unmittelbar von Tast-Hilfsgeräten (z. B. einem El-bug oder einem Speichergerät nach Abschnitt B, 6.) abgenommen und dabei jeder mechanische Tastkontakt vermieden werden. Damit sind die obengenannten Störungen von vornherein zu vermeiden und saubere Zeicheneinsätze zu erzielen, deren Charakter obendrein weitgehend geändert werden kann.

Als Beispiel hierfür zeigt Bild 35 eine als Ergänzung zu den in Abschnitt D, 3.2 und 3.3 gezeigten elektronischen Morsetasten ausgelegte Taststufe, die in dieser Form jedoch auch direkt von einer der Diodenstrecken des Speichergerätes (Bild 21) angesteuert werden kann, wobei im Speichergerät nach Bild 21 Relais und Doppeltriode entfallen.

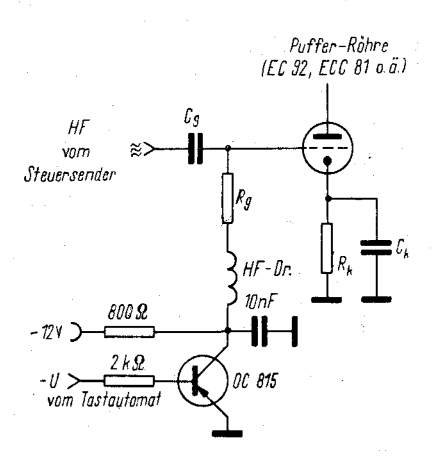


Bild 35. Kontaktlose Sendertastung durch Gittersperrspannungs-Schaltung in der Pufferstufe des Senders. Prinzipdarstellung. Die Pufferröhre wird zweckmäßiger als Gitterbasisstufe geschaltet, vgl. Text

Die Pufferröhre (EC 92, ECC 81 o. ä.) in Bild 35 ist hier normale Verstärkerstufe, kann aber vorteilhaft auch als Gitterbasisstufe geschaltet werden. Die HF wird dann in die Katode eingekoppelt (HF-Drossel in Serie mit R_k, C_k entfällt dann), das Gitter legt man direkt am Sockel über 10 ... 50 nF an Masse, die Gitterdrossel entfällt. Als Sperrspannung reichen 12 V für die angegebenen Röhrentypen gut aus, diese Spannung wird von dem El-bug mitgeliefert. Normalerweise ist der Transistor gesperrt, so daß die 12 V am Röhrengitter stehen und die Röhre sperren. Sobald vom Tastgerät das Zeichen als negative Spannung geliefert wird, öffnet der Transistor und legt das Röhrengitter an Masse, so daß die Sperrung der Röhre aufgehoben und die Sender-Endstufe angesteuert wird. R_k ist je nach Pufferröhre so zu bemessen, daß die Röhre im aufgetasteten Zustand im richtigen Arbeitspunkt arbeitet. — Der Transistor wird zweckmäßig mit in der Pufferstufe des Senders angeordnet.

E STEUER- UND REGELSCHALTUNGEN

Die unter diesen Begriff fallenden Einrichtungen sind vorwiegend für die industrielle Elektronik von Bedeutung. Einige für den Amateur interessante Anwendungen, die man unter diesen Begriff rechnen kann, werden im folgenden gezeigt.

1. Temperatur-Fernmessung mit Halbleitern

Für die Fernübertragung von Temperaturmeßwerten benutzt die industrielle Elektronik im allgemeinen Heißleiterwiderstände. Für den Amateursektor ergeben sich jedoch aufwandmäßig günstigere Lösungen unter Ausnutzung der Temperaturabhängigkeit von Halbleiter-Sperrschichten. Eine solche Anwendung stellte bereits die Schaltung nach Bild 18a dar. In den folgenden Beispielen wird die Temperaturabhängigkeit des Kollektor-Reststromes eines Transistors ausgenutzt. Der als Temperaturfühler verwendete Transistor kann hierbei wie in der Schaltung nach Bild 18a durch eine Germanium-Flächendiode OY 100 ersetzt werden. Für die folgenden Beispiele sind auch billige Transistoren (GTr oder 2.-Wahl-Exemplare) noch gut brauchbar.
Bild 36a zeigt das Grundprinzip. Der Reststrom eines in Sperrichtung gepolten Transistors wird mit einem Mikroamperemeter gemessen. Der fließende Strom ist innerhalb gewisser Grenzen (1,5 ... 2,5 V) nicht von der Betriebsspannung, sondern nur von der Temperatur der Sperrschicht — und damit des Transistors T 1 — abhängig. Das Instrument kann also in °C geeicht werden. Um den Effekt zu verstärken, kann gegebenenfalls die Emitterstrecke zur Kollektorstrecke parallelgeschaltet werden, wie Bild 36a zeigt. Als Batterie eignet sich ein kleiner 2-V-Trockenakku. Diese Einrichtung ist bis etwa 45 °C brauchbar, kann also zur Temperaturüberwachung abgelegener Räume benutzt werden. Leider

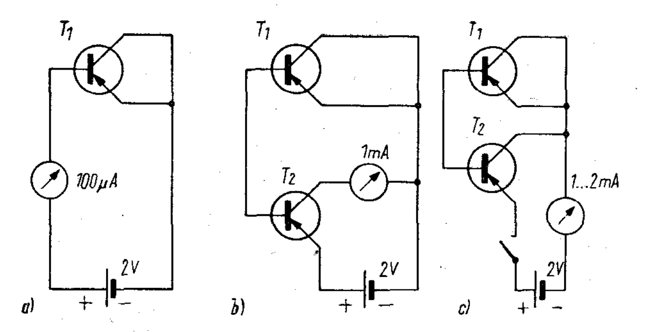


Bild 36. Temperatur-Fernmessung mit Transistor als Temperaturfühler

benötigt man ein relativ teures Mikroamperemeter, außerdem können bei versehentlicher Falschpolung der Batterie Instrument und Transistor zerstört werden. — Günstiger ist deshalb die Schaltung entsprechend Bild 36b, wobei der Strom des eigentlichen Meßtransistors T 1 durch eine Gleichstrom-Verstärkerstufe T 2 verstärkt wird. Das Instrument braucht dann nur etwa 1 mA Vollausschlag zu haben, außerdem sperrt bei versehentlicher Falschpolung der Batterie jetzt die Emitterstrecke von T 2, so daß kein Schaden entstehen kann. Da T 2 ebenfalls Temperaturabhängigkeit zeigt, muß er mit dem Meßtransistor T 1 am Meßort vereinigt werden. Um trotzdem mit nur zwei Leitungsadern zwischen Meßort und Anzeigeort (wo sich Instrument und Batterie befinden) auszukommen, wird die endgültige Schaltung nach Bild 36c vorgenommen. Hiermit ist bereits eine recht brauchbare Temperatur-Fernkontrolle möglich. Als Transistoren sind alle Typen der Reihe OC 810 ... 821[3]), GTR usw. brauchbar, wobei

[3]) Die hier angegebenen Transistoren werden nicht mehr hergestellt, sind aber im Handel noch erhältlich und bei vielen Amateuren vorhanden. An ihre Stelle treten die Nachfolgetypen der Reihe OC 824 ... OC 829, die Äquivalenttypen darstellen, mit gleichen elektrischen Daten bei lediglich veränderter Gehäuseform. Sie können daher ohne Änderung an Stelle der hier an-

von Fall zu Fall die Notwendigkeit des Emitteranschlusses von T 1 erprobt werden muß. Die Instrumenteichung hat für den endgültig benutzten Transistor zu erfolgen (Vergleich mit Zimmerthermometer). Je nach Anwendung empfiehlt sich der Einbau von T 1 und T 2 in ein wasserdichtes Glasröhrchen mit Kautschukstopfen, um Meßfehler durch Kriechstrombildung an T 1 zu vermeiden, falls sich dort Feuchtigkeit absetzt.
Wie diese Einrichtung zu einer selbsttätigen und sehr einfachen Temperatur-Konstanthaltungs-Automatik erweitert werden kann, zeigt Bild 37 am Beispiel einer Aquarien-Heizungsregelung. Diese Schaltung ist besonders für den Bastelanfänger leichter aufzubauen als die — prinzipiell den gleichen Zweck erfüllende und genauere — Schaltung nach Bild 18a. An Stelle des Meßgerätes ist jetzt ein Relais Rel vorhanden, das mit einem Kontakt rel die Aquarienheizung an- und abschaltet. Um die für die Relaisbetätigung erforderliche Stromänderung zu erzielen, ist ein weiterer Transistor T 3 zur Verstärkung vorgesehen. Alle drei Transistoren werden dicht nebeneinander in ein mit trockenem Sand gefülltes und mit Kautschukstopfen wasserdicht verschlossenes Tabletten-Glasröhrchen eingebaut und im Aquarium an geeigneter Stelle angeordnet. Ein vieradriges Kabel mit Ölschlauchüberzug führt zum Schaltkästchen. Die Batterie B 1 — ein 2-V-Trockenakku üblicher Art — stellt die Meßspannung für T 1 bereit. Sie muß ebenso wie die Spannung für T 2 aus einer Batterie entnommen werden, um die Regelung von Netzspannungsschwankungen unabhängig zu machen. Die in Abschnitt C, 4. schon erwähnten Zenerdioden wären auch hier zweckmäßiger, sind aber leider für den Amateur z. Z. noch schwer erhältlich. Die Batterien halten aber sehr lange, da sie praktisch nicht beansprucht bzw. ständig nachgeladen werden, so daß ihre Lebensdauer normalerweise nur von der Lagerfähigkeit

gegebenen Typen benutzt werden. Zum Vergleich der alten mit den entsprechenden neuen Typen wird auf die vom Hersteller VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder herausgegebenen Vergleichstabellen verwiesen.

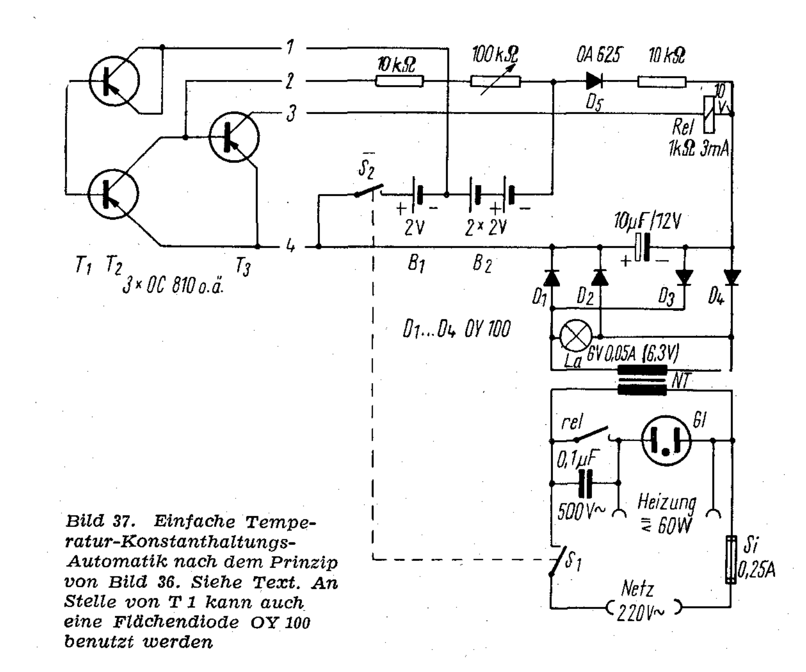


Bild 37. Einfache Temperatur-Konstanthaltungs-Automatik nach dem Prinzip von Bild 36. Siehe Text. An Stelle von T 1 kann auch eine Flächendiode OY 100 benutzt werden

(erfahrungsgemäß etwa 1 Jahr!) abhängt. Mit dem 100-kΩ-Regler wird die gewünschte Temperatur eingestellt, die das Gerät dann durch entsprechende An- und Abschaltung der Heizung auf etwa ± 1 °C konstant hält. Die Diode D 5 dient als Rückstrom-Schutzdiode, um bei abgeschaltetem Gerät oder Netzspannungsausfall eine Rückwärts-Entladung der Batterie zu verhindern. — In Bild 37 ist gleichzeitig eine Möglichkeit für den Netzanschluß des Gerätes gezeigt, die sinngemäß auch für andere Zwecke übernommen werden kann. Als Netztrafo genügt ein alter Rundfunkgerät-Trafo, der lediglich eine 6,3-V-Wicklung aufweisen muß (alter Werkstatt-Ausbau-Trafo mit defekter Anodenwicklung o. ä.). Die Lampe La zeigt den Betriebszustand an, über 4 Germanium-Flächendioden OY 100 (notfalls genügt schon die preiswerte OA 625), D 1 . . . 4, wird die Spannung gleichgerichtet und ergibt dann am Ladeelko (10 µF oder größer) etwa 10 V Betriebsspannung. Dabei ist eingerechnet, daß der hier fast im Leerlauf arbeitende Netztrafo dann etwa 7 V ~ abgibt (auch ein 8-V-Klingeltrafo kann verwendet werden). Die Glimmlampe Gl zeigt an, wann die Heizung eingeschaltet ist, parallel zum Relaiskontakt liegt ein Funkenlöschkondensator 0,1 µF, der aus Sicherheitsgründen für 500 V ~ bemessen sein soll.

2. Sollwert-Kontrolle einer Spannung für verschiedene Anwendungen

Die in Bild 38 gezeigte Schaltung ermöglicht es, eine Spannung beliebiger Herkunft, die wenigstens 4 V betragen muß, auf ihren Sollwert zu kontrollieren und bei Abweichungen sowohl nach höheren oder auch nach niedrigeren Spannungswerten ein Relais zu betätigen, das wiederum beliebige Schaltvorgänge auslösen kann. Zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten sind denkbar, so z. B. die Überwachung von Netz- oder Anodenspannungen auf Sollwert, die Überwachung einer Temperatur auf Sollwert (wobei im Gegensatz zu den unter B, 4. und E, 1. beschriebenen Schaltungen eine Aus-

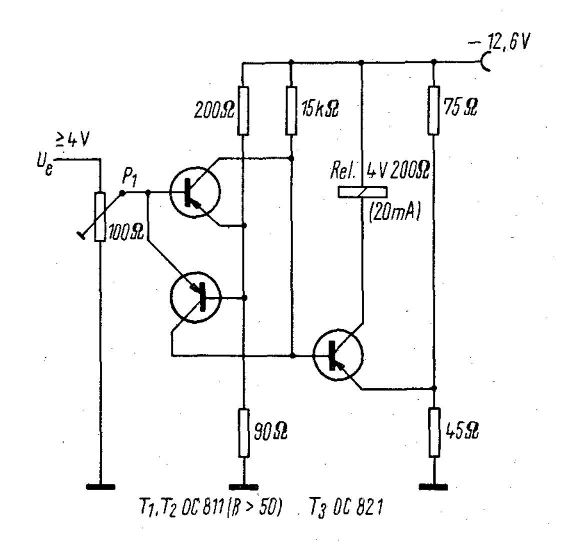


Bild 38. Schaltung zur Sollwertkontrolle einer Spannung. Die Schaltung bewirkt ein Abfallen des Relais, wenn die kontrollierte Spannung Ue um wenige Prozent nach oben oder unten abweicht. Siehe Text

lösung bei Temperaturabweichungen in b e i d e n Richtungen erfolgt, während die genannten Schaltungen nur das Über- oder Unterschreiten eines Grenzwertes registrieren), die Auslösung einer Lichtschranke sowohl bei Lichtunterbrechung bzw. Lichtschwächung als auch bei Lichtverstärkung. Der zuletzt genannte Anwendungsfall ist z. B. für Diebstahl- und Einbruchsicherungen interessant, weil übliche Lichtschranken oft dadurch außer Betrieb gesetzt werden, daß der den Lichtstrahl Passierende die Fotozelle mit einer Taschenlampe o. ä. Ersatz-Lichtquelle anleuchtet, wodurch bei üblichen Lichtschranken die Auslösung verhindet wird. Bei einer Sollwert-Kontrolleinrichtung erfolgt aber auch dann eine Auslösung, weil ein genaues Einhalten der Soll-Lichtintensität mit einer Ersatz-Lichtquelle praktisch

nicht möglich ist. Entsprechende Zusatzeinrichtungen werden abschließend gezeigt.
Die prinzipielle Funktion ist folgende: Die Widerstände 200 Ω und 90 Ω bilden einen Spannungsteiler, an ihrem Verbindungspunkt und damit am Emitter T 1 bzw. der Basis von T 2 liegt ein bestimmter Spannungswert. Die zu kontrollierende Spannung liegt an P 1, dessen Abgriff so eingestellt wird, daß diese der durch den 200-Ω-/90-Ω-Spannungsteiler gebildeten Spannung entspricht. Zwischen beiden Punkten und damit zwischen den Emitter-Basis-Strecken von T 1 und T 2 liegt dann keine Spannung, so daß beide Transistoren sperren. An ihren Kollektoren steht daher negatives Potential, das auf die Basis von T 3 gelangt und diesen Transistor öffnet. Das Relais ist daher angezogen. Steigt nun die zu kontrollierende Spannung (die gegen Masse negativ sein muß) an, so steigt auch das Potential am Schleifer von P 1, der damit negativ gegenüber dem Spannungsteilerabgriff wird. Dadurch öffnet der obere Transistor T 1, und durch den nun fließenden Kollektorstrom sinkt das Potential an der Basis von T 3 so weit ab (Spannungsabfall am 15-kΩ-Widerstand!), daß dessen Kollektorstrom stark zurückgeht und das Relais abfällt. Falls die zu überwachende Spannung sinkt, wird der Schleifer von P 1 gegenüber dem Spannungsteilerabgriff positiv, jetzt öffnet daher der untere Transistor T 2, was in bezug auf T 3 die gleiche Wirkung hat. Der Effekt der zweiseitigen Spannungskontrolle entsteht also durch die Gegeneinanderschaltung von T 1 und T 2. Um eine möglichst hohe Kontrollgenauigkeit zu erreichen, sollen T 1 und T 2 hohe Stromverstärkungsfaktoren (über 50) haben. Dann ist bereits bei Spannungsabweichungen von ± 5 Prozent vom Sollwert eine sichere Relaisauslösung möglich. Da die Betriebsspannung unmittelbar in die Schaltungsfunktion eingeht (das Prinzip beruht ja auf dem Vergleich der zu kontrollierenden mit der Betriebsspannung!), ist Batteriespeisung oder gute Stabilisation der Betriebsspannung erforderlich. Für verschiedene Anwendungszwecke (z. B. Diebstahlsicherungen) kann eine

„Selbsthaltung“ des ausgelösten Alarmes erreicht werden, indem das Relais, sobald es abfällt, die Betriebsspannung abschaltet, so daß es auch bei wiedererreichtem Sollwert der Eingangsspannung abgefallen bleibt. Zur Kontrolle höherer Spannungswerte kann man die Genauigkeit weiter steigern, wenn die „umgedrehte Glimmstreckenschaltung“ nach Bild 1b oder Bild 1c angewendet wird. Dabei ist das Relais R durch einen Widerstand geeigneter Größe zu ersetzen, mit dem in Reihe dann P 1 (Bild 38) liegt. Falls die erreichbare Genauigkeit von ± 5 Prozent zu hoch ist bzw. ein größerer Toleranzbereich gewünscht wird, in der das Gerät nicht auslösen soll, kann der 200-Ω-Widerstand (Bild 38) durch ein Potentiometer gleichen Wertes ersetzt werden. An dessen Schleifer schließt man den Emitter des oberen Transistors T 1 an. Damit ist dann der Toleranzbereich der Anordnung nach Bedarf größer einstellbar. Mit P 1 wird lediglich die Anpassung des Gerätes an den Sollwert der zu kontrollierenden Spannung vorgenommen.
Bild 39a zeigt einen für die Schaltung nach Bild 38 geeigneten Vorsatz bei der Anwendung als Lichtschranke. Als Fotowiderstand PW dient der bereits bei Bild 28b (Abschnitt C, 4.) beschriebene Kadmiumsulfid-Fotowiderstand. Mit R 1 in Bild 39a erfolgt die grobe Anpassung an die vorhandene Lichthelligkeit, die Feineinstellung geschieht anschließend mit P 1 in Bild 38. Bild 39b zeigt die Verwendung als Temperatur-Sollwert-Kontrolle für Flüssigkeiten (z. B. fotografische Entwicklerbäder u. ä.). Dabei benutzt man zweckmäßig einen Heißleiter-Widerstand („Herwid-T“, Typ HLS 125, VEB Keramische Werke Hermsdorf) als Temperaturfühler, wie er z. B. als Kompensationsheißleiter in Transistor-Verstärker-Endstufen gebräuchlich ist. Er wird einschließlich der kurz angelöteten Zuleitungsdrähte dick mit Nitrolack (oder Duosan) umgossen, damit die Feuchtigkeit keinen Nebenschluß bildet, und kann dann direkt ins Bad eingehängt werden. R 1 in Bild 39b übernimmt dann die Funktion des Sollwert-Einstellers (Wert je nach der zu kontrollierenden Tem-

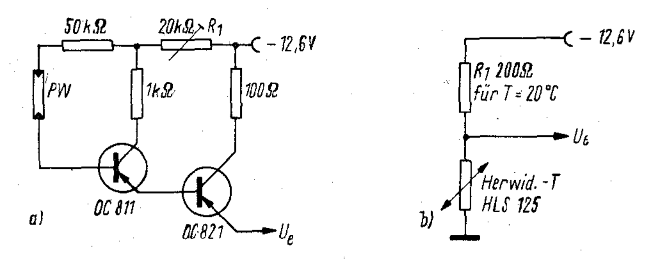


Bild 39a. Lichtempfänger-Vorsatz für Schaltung nach Bild 38 zur Verwendung als intensitätsempfindliche Lichtschranke

Bild 39b. Temperaturfühler-Vorsatz mit Heißleiter für die Schaltung nach Bild 38 zur Verwendung als Temperatur-Sollwertkontrolle. Auch zur Kontrolle von Flüssigkeitstemperaturen geeignet

peratur), wobei P 1 in Bild 38 entfällt und die vom Heißleiter kommende Leitung direkt an T 1, T 2 angeschlossen wird. Für einen Sollwert von 20 °C liegt R 1 bei etwa 200 Ω. Damit sind auch höhere Temperaturen (bis über 100 °C) kontrollierbar. — Dem experimentierfreudigen Amateur werden für diese vielseitige Schaltung noch zahlreiche weitere Anwendungsfälle einfallen.

3. HF-Annäherungsschalter

Beim Betrieb des hier beschriebenen Gerätes, das mit HF-Ausstrahlung arbeitet, sind die gesetzlichen Bestimmungen zu beachten. Bei sachgemäßem Aufbau kann jedoch leicht erreicht werden, daß die HF-Abstrahlung nur wenige Meter weit wirkt und daher keine Funkstörungen hervorruft. Kontrolle mit einem normalen Rundfunkempfänger ist nach Fertigstellung allerdings unbedingt notwendig.

Der HF-Annäherungsschalter reagiert bei Annäherung an eine kleine Fühlerantenne durch die entstehende kapazitive Verstimmung mit dem Anziehen eines Relais. Bei sorgfältigem Abgleich spricht das Gerät

schon an, wenn Personen sich dem Gerät auf einige Meter Entfernung nähern bzw. Gegenstände ihm entsprechend genähert werden. Verwendung als Schaufenster-Einschalter für Reklamezwecke, als Diebstahlsicherung usw., auch als Registrier- oder Zählgerät für beliebige Stückgüter, vorbeifahrende Kraftfahrzeuge usw. Bei Anwendung als Zählgerät schaltet das Relais einen kleinen Telefon-Gesprächszähler oder ein ähnliches Zählwerk.

Die Schaltung zeigt Bild 40. Es handelt sich um einen Huth-Kühn-Oszillator mit einer EC 92 o. ä. Röhre, der auf einer für die meisten Anwendungen günstigsten Frequenz bei etwa 1 MHz ständig schwingt. L 1/C 1 ist der frequenzbestimmende Schwingkreis (als Spule gut geeignet eine normale Mittelwellenspule!), der in einer eigenen Abschirmkammer untergebracht sein soll, in die auch der Gitteranschluß der Röhre hineinragt. Für

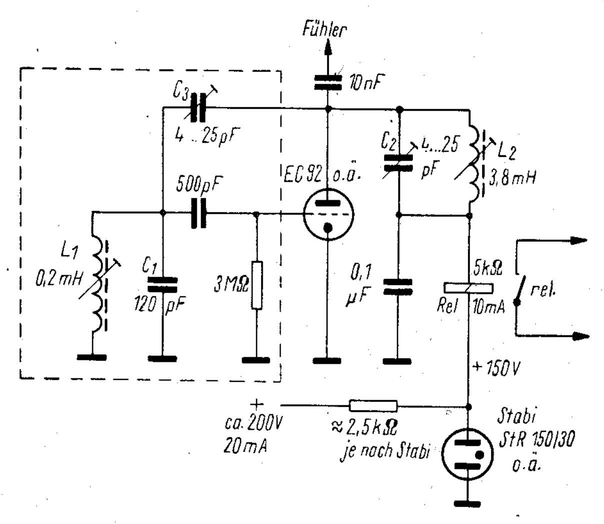


Bild 40. HF-Annäherungs-Schalter. Das Relais zieht an, sobald der Oszillator durch Annäherung eines Gegenstandes oder einer Person an die Fühler-Antenne verstimmt wird.

einige Anwendungsfälle kann die Wahl einer anderen Frequenz günstiger sein, was prinzipiell nebensächlich ist und dem Amateur überlassen bleibt. Der Rückkopplungstrimmer C 3 wird nur so weit eingedreht, daß das Gerät gerade anschwingt, wobei der Fühlerantenne kein Objekt angenähert sein darf. Der anodenseitige Schwingkreis L 2/C 2 muß in diesem Falle ein besonders hohes L/C—Verhältnis aufweisen, da hiervon die Empfindlichkeit abhängt. Für 1 MHz und den angegebenen Wert für C 2, der möglichst gering eingestellt sein soll, kann bei L 2 eventuell auch eine Langwellenspule benutzt werden. Der Abgleich geschieht wechselseitig mit C 3 und C 2, wobei C 3 nicht weiter als nötig eingedreht wird und der Abgleich mit C 2 zu beenden ist. Dabei drehen wir C 2 so weit hinein, daß die Schwingungen gerade nicht abreißen. Sobald man jetzt ein Objekt dem Fühler nähert, wird der aus L 2/C 2 gebildete Schwingkreis verstimmt, wodurch die Schwingungen abreißen. Der in schwingendem Zustand etwa 1,5 mA betragende Anodenstrom geht dann auf etwa 12 mA hoch, wodurch das Relais anzieht. Bei Entfernen des Objektes aus der Nähe des Fühlers setzen die Schwingungen erneut ein, und das Relais fällt wieder ab. Die Empfindlichkeit hängt vom sorgfältigen Abgleich und der Fühleranordnung ab. Beim Mustergerät konnte mit einer 50 cm langen Stabantenne bereits bei Annäherung einer Person auf etwa 2 m eine sichere Auslösung erreicht werden. Für die Einstellung zweckmäßiger sind größere Fühlerantennen. Eine auf einer Holzwand im Zickzack verspannte Zimmerantennenlitze ergab eine Reichweite von fast 5 m, wobei das Gerät zum bequemeren Abgleich einige Meter vom eigentlichen Fühler entfernt aufgestellt wurde, da sich sonst die abgleichende Person schon im Auslösebereich befindet. Die Anodenspannung muß gut stabilisiert sein, wenn auf stabiles Verhalten über längere Zeit hinweg Wert gelegt wird. Der Einbau erfolgt in einem allseitig geschlossenen Metallkästchen, der Netzteil ist in üblicher Weise gestaltet, muß aber netzseitig eine gute HF-Verdrosselung bekommen.

4. Proportional-Impulsgeber für Modellsteuerungen

Für den Fernlenkmodell-Amateur wird die folgende Schaltung interessant sein. Sie ermöglicht auf elektrischem Wege eine Proportional-Impulserzeugung, die direkt dem Fernsteuersender aufmoduliert werden kann. Der Fernsteuerempfänger ist aufgebaut wie für Proportionalsteuerungen mit NF-Impulsmodulation üblich. Die prinzipielle Erläuterung der Proportionalsteuerung geht über den Rahmen dieses Büchleins hinaus. Es werden hierbei Rechteck-Impulse mit einer Impulsfrequenz zwischen 30 ... 200 Hz erzeugt, deren Impulslänge das Maß für die Ruderlage des Modells ist. Bei einem Impulsverhältnis (Tastverhältnis) von 1:1 (Impulslänge gleich Pausenlänge) steht das Ruder des Modells in Mittelstellung (Geradeaus-Flug oder -Fahrt), bei Verlängerung der Impulsdauer (Verringerung der Impulspausen) wird das Ruder beispielsweise um so mehr in Rechtslage gelegt, je länger die Impulse sind. Entsprechend tritt Linkslage des Ruders ein, wenn die Impulslänge geringer als die Pausenlänge wird, wobei der Grad der Ruderauslenkung wieder von der Länge der Impulse abhängt.

Der Impulsgeber, dessen Schaltung Bild 41 zeigt, ist ein abgewandelter Multivibrator mit den Transistoren T 2, T 3 und den Dioden D 1, D 2. Er steuert den Schalttransistor T 4 an, der das Sender-Tastrelais Rel betätigt. An Stelle von Rel (etwa 400 Ω, mit Parallel-Schutzdiode nach Bild 13!) kann auch ein Widerstand von etwa 1 kΩ eingesetzt werden. Dann greift man am Kollektor von T 4 die Impulsfrequenz über einen Elko (etwa 10 μF) in üblicher Form ab und führt sie als NF-Modulation dem Fernsteuersender zu, was jeweils von der Schaltung des Senders und Empfängers abhängt. Das Impulstastverhältnis wird verändert, indem eine Änderung des Durchlaßwiderstandes von Regeltransistor T 1 erfolgt. Im Beispiel wird sein Durchlaßwiderstand von Hand mit P 1 geändert (P 1 ist also das „Steuerrad" für das Modell-Ruder), jedoch kann die Steuerspannung für T 1 auch von beliebigen anderen

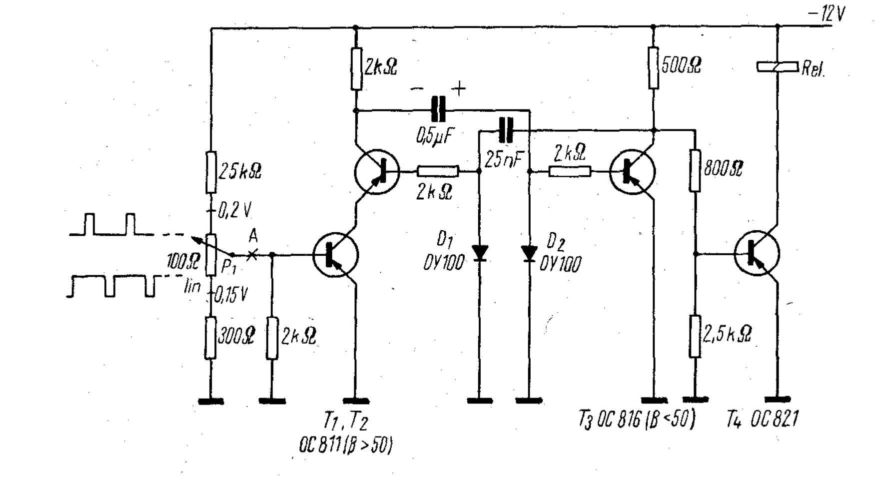


Bild 41. Proportionalsteuerungs-Impulsgeber für Modellsteuerungen und funktelemetrische Meßwert- und Kommandoübertragungen. Erläuterungen siehe Text

Schaltungsgruppen herrühren. Sie wird in diesem Fall bei Punkt A als kleine Gleichspannung eingespeist. Der Wert dieser Gleichspannung liegt dann zwischen etwa 0,15 V und etwa 0,2 V für extreme Rechts- bzw. Linkslage des Ruders. In Mittelstellung von P 1 ist das Tastverhältnis 1:1 („geradeaus"). Bei der Regelung ändert sich neben dem Tastverhältnis auch die Impulsfrequenz zwischen etwa 30 ... 200 Hz, was für die Steuerung meist ohne Bedeutung ist, aber eine gehörmäßige Funktionskontrolle ermöglicht. Die an der Wicklung von Rel abgegebene Impulsform wird in Bild 41 für beide Endstellungen von P 1 angedeutet. Die Impulslänge ist (im Verhältnis zur Periodendauer) zwischen etwa 15 und 85 Prozent regelbar und bietet daher sehr feine Differenziermöglichkeiten. Die höchste Impulsfrequenz gehört dabei zur geringsten Impulslänge, was ebenfalls den Erfordernissen der mechanischen Ausbildung üblicher Proportionalsteuerungen entgegenkommt. Experimentell kann die Funktionskontrolle bereits mit einem an Stelle des Relais eingeschalteten Milliamperemeter (10 mA mit 100-Ω-Vorwiderstand) geschehen. Je nach Stellung von P 1 zeigt das Milliamperemeter dann einen mehr oder weniger großen Ausschlag, der nicht dem jeweils fließenden Augenblicksstrom (der stets den vollen Wert von etwa 10 mA im vorliegenden Beispiel hat, da T 4 ja als Schalter arbeitet!), sondern dem Mittelwert aus Impulsstrom und Impulspause entspricht. (Integration des Impulses über die Periodendauer, auf diesem Prinzip beruht die Proportionalsteuerung.) Dabei kann das Milliamperemeter ebensogut empfängerseitig angeordnet sein (dort an Stelle der Rudermaschine im Modell). Wenn jetzt gleichzeitig die Impulsveränderung nicht von Hand (P 1), sondern durch ein beliebiges Zusatzgerät erfolgt, so stellt dies bereits eine echte funktelemetrische Meßwertübertragung dar. Es ist dazu nur erforderlich, einen beliebigen Meßwert (Temperatur, Drehzahl o. ä.) in einen entsprechend proportionalen Spannungswert umzusetzen (z. B. Lichtwertumsetzung nach Bild 27, 28a, 28b oder Temperaturumsetzung nach Bild 36, 39b), und diesen — ent-

sprechend angepaßt — dem Punkt A in Bild 41 zuzuführen, wo der Meßwert dann in eine Impulsfolge umgesetzt wird, die am Empfangsort in einfacher Weise wieder als Meßwert ausgenützt werden kann.

Dies als Beispiel für ein funktelemetrisches Übertragungssystem, wie es oft im Zusammenhang mit der modernen Satelliten-Meßtechnik erwähnt wird. Damit ergeben sich für eine derartige Proportional-Impulsgeneratorschaltung zahlreiche Möglichkeiten, die über die eigentliche Modellsteuerung hinausgehen. Im übrigen arbeitet auch für Modellsteuerungen eine derartige Schaltung weit präziser als die üblichen mit Relais aufgebauten Impulsgeber, ohne daß der Aufwand wesentlich höher ist. Räumlich und gewichtsmäßig ergeben sich weitere Vorteile gegenüber Relais-Impulsgebern. — Die in Bild 41 angegebenen Werte sind transistorabhängig und beim Nachbau entsprechend nach Versuch etwas zu variieren. Für die Transistoren T 1 . . . T 3 sind Exemplare mit nicht zu geringer Stromverstärkung ratsam.

INHALTSVERZEICHNIS

1.—10. Tausend
Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin
Lizenz-Nr. 545/10/62 — 650/1913
Lektor: Sonja Topolov
Zeichnungen: Hildegard Seidler, Berlin
Gesamtherstellung:
Druckerei des Ministeriums für Nationale Verteidigung
Preis: 1,90 DM



VERLAG SPORT UND TECHNIK